



国际电气工程先进技术译丛

CRC Press
Taylor & Francis Group

开关功率变换器 ——开关电源的原理、 仿真和设计(原书第3版)

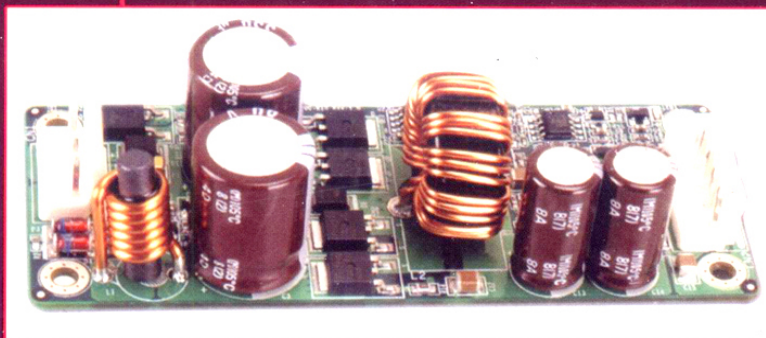
Power-Switching Converters (3rd edition)

(美) Simon Ang 著
Alejandro Oliva

张懋 徐德鸿 张卫平 等译



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS



关于作者

SIMON S.ANG从1988年起担任位于Fayetteville的Arkansas大学的电机工程教授。他于1980年在该校获得B.S.E.E.,1981年从位于Atlanta的Georgia Tech大学获得M.S.E.E.,1985年在Texas州Dallas市的Southern Methodist大学获得电机工程博士学位。从1981到1988年,他在Dallas的Texas Instruments工作。Ang博士发表了超过200篇期刊论文和会议论文,并持有四项美国专利。他的研究领域包括开关转换器、生物传感器和MEMS。

ALEJANDRO OLIVA从1999年起在阿根廷的Universida Nacional del Sur,Baha Blanca,任助理教授。他于1987年在该校获得B.S.E.E.并分别于1996年、2004年在Arkansas大学获得M.S.E.E.和电机工程博士学位。从1987年到1988年,在为Hidronor S.A.工作期间,Oliva博士开发了大型液压设备建模的数据库。从1987年到1988年,他为位于Fayetteville的Arkansas大学从事EPRI/CSW电源质量研究项目。他已经发表了30余篇期刊论文和会议论文。他的主要研究领域是电力电子和DSP控制。



国际电气工程先进技术译丛

开关功率变换器

——开关电源的原理、仿真和设计

(原书第3版)

(美) Simon Ang 著
Alejandro Oliva

张 懋 徐德鸿 张卫平 等译



机械工业出版社

本书除介绍基本开关变换器的拓扑之外,还介绍了开关变换器控制策略、开关变换器的闭环控制和稳定性设计方法;开关变换器的仿真工具,包括开关变换器的 PSpice 和 MATLAB 仿真软件;交错并联变换器和开关电容变换器等内容。与第 2 版相比,本版书重新梳理了开关电源的知识结构,对部分章节进行了重新修订,并增加了开关变换器数字控制以及开关变换器应用等内容。本书中的开关变换器设计案例很有特色,可以系统地培养读者综合各部分知识的运用能力。

本书可以作为电气工程技术人员系统学习开关电源技术知识的参考书。

Power-Switching Converters (3rd edition) /by Simon Ang & Alejandro Oliva/ISBN: 9781439815335

Copyright © 2011 by CRC Press.

Authorized translation from English language edition published by CRC Press, part of Taylor & Francis Group LLC; All rights reserved.

本书中文简体翻译版授权由机械工业出版社独家出版并限在中国大陆地区销售。未经出版者书面许可,不得以任何方式复制或发行本书的任何部分。

本书封面贴有 Taylor & Francis 公司防伪标签,无标签者不得销售。

北京市版权局著作权合同登记号图字: 01-2012-4223 号

图书在版编目 (CIP) 数据

开关功率变换器: 开关电源的原理、仿真和设计: 第 3 版/(美) 安格 (Ang, S.), (美) 奥利弗 (Oliva, A.) 著; 张懋等译. —北京: 机械工业出版社, 2014. 8

(国际电气工程先进技术译丛)

书名原文: Power-switching converters: 3rd edition

ISBN 978-7-111-47517-0

I. ①开… II. ①安… ②奥… ③张… III. ①开关电源-功率变换器
IV. ①TM761

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2014) 第 169982 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

策划编辑: 牛新国 责任编辑: 牛新国

责任校对: 樊钟英 封面设计: 马精明 责任印制: 乔宇

北京铭成印刷有限公司印刷

2014 年 8 月第 1 版第 1 次印刷

169mm × 239mm · 28 印张 · 532 千字

0001—3000 册

标准书号: ISBN 978-7-111-47517-0

定价: 98.00 元

凡购本书, 如有缺页、倒页、脱页, 由本社发行部调换

电话服务

网络服务

社服务中心: (010) 88361066 教材网: <http://www.cmpedu.com>

销售一部: (010) 68326294 机工官网: <http://www.cmpbook.com>

销售二部: (010) 88379649 机工官博: <http://weibo.com/cmp1952>

读者购书热线: (010) 88379203 封面无防伪标均为盗版

原书第3版译者序

为了适应时代发展和新技术的不断出现，本书第3版在第2版的基础上，重新梳理了开关电源的知识结构，对部分章节进行了重新修订，并增加了开关变换器数字控制以及开关变换器应用等内容。

第3版的翻译原则是：

1. 与第2版内容基本一致的章节，遵从第2版的译文；
2. 对于新增加的章节及其内容进行了全文翻译；
3. 对于第2版有重大修改的章节及其内容，尽可能保持第2版译文的风格，对修改内容进行了翻译；
4. 在忠实于原著的基础上，遵从“信、达、雅”的基本翻译原则，对新增译文采用“意译”而非“直译”，以便使其符合中文的叙述方式和中国人的阅读习惯。

参加第3版新增内容翻译的还有翟鹏伟、闫博宇、崔赛华、雷歌阳、田峻宇和陈小平等研究生。

由于译音对原著的理解不够透彻，难免有“望文生义”之嫌，恳请同行学者以及前辈不吝赐教，雅正为盼！

第3版 译者

前 言

在本书第3版中，增加了许多新的资料和一个新的章节。对许多章节进行了彻底的修订与更新；关于建模和开关变换器控制的部分编写在第4章中，并增加了一个新的章节——开关变换器的应用。

与前两版类似，在开关变换器领域，本书可以作为电气/电子工程师高级课程的教科书。第1~4章为基础课程，介绍了开关变换器的基本拓扑，随后在第5章中介绍了开关变换器的基本控制技术。教师在概括介绍开关变换器的拓扑时，可以选择略过第10章交错变换器和第11章开关电容变换器的内容。第6~9章介绍了开关变换器的建模、闭环控制以及在设计开关变换器时稳定性的考虑因素。具体为，第6章和第7章介绍了开关变换器的连续时域模型及其控制技术，而第8章和第9章介绍了开关变换器的离散时域模型以及数字控制技术。本书的一些内容可以略过，在今后更高级的课程中学习。

第12章介绍了一些开关变换器的仿真工具，包括应用 PSpice 和 MATLAB 进行仿真的方法。在第2章学习结束后，可介绍一部分本章的内容，并在第4、5、6章学习时进行穿插教学，指定一些仿真练习以增进对开关变换器拓扑和工作过程的理解。

第13章介绍了一些基本概念。这些概念对于理解各种各样实际的以及新兴的开关变换器的应用是必要的，例如功率因数校正、LED 驱动、低噪声变换器以及太阳能电池和燃料电池的开关变换器拓扑。

一个完整的开关变换器的研究要经历变换器的分析、设计以及最后样机的实验的过程。第14章包含了一些完整的设计实例，包括实验设计，这些实例可以作为技术参考或者学校实验室的教学实验参考。

补充的信息和材料会定期地更新，读者可以在 <http://www.crcpress.com> 找到。其中包括课件、精选的 PSpice 实例和 MATLAB 源文件。PSpice 实例可以在 OrCAD 9.2 学生版本或 PSIM 软件中运行。

还有许多人对本书第3版的出版贡献了力量。第14章中的设计实例改编自阿肯色州大学的毕业研究生参与的一些项目，特别是 Kien Truong 和 Lan Phuong Bui Pham。感谢苏尔国立大学的学生 Leandro Stefanazzi、Germán Oggier、Hernán López、

Juan Ugarte、Luciano García Rodríguez、Gastón Lanchas、Ángel Soto、Martín Ceci 和 Alfredo Falcón 为本书绘制插图、编辑公式以及校对文本。最后衷心感谢我们的家庭给予我们的爱和支持。

Simon S. Ang

Alejandro Oliva

MATLAB 软件是 MathWorks 的注册商标，如需了解更多的公司产品信息，请联系：MathWorkshop 公司 3 Apple Hill Drive Natick, MA 01760 – 2098 USA

电话：5086477000

传真：5086477001

电子邮件：info@mathworks. com

网址：www.mathworks. com

目 录

原书第 3 版译者序

前言

第 1 章 开关变换器简介	1
1.1 简介	1
1.1.1 工业发展趋势	1
1.2 线性变换器	2
1.2.1 串联式线性调整器	2
1.2.2 并联式线性调整器	4
1.3 开关变换器	5
1.3.1 带有阻性负载的基本开关变换器	5
1.3.2 带有阻感性负载的开关变换器	7
1.4 变换器稳态原理分析	9
1.4.1 电感伏秒平衡	9
1.4.2 电容电荷平衡	10
1.5 习题	10
第 2 章 基本的开关变换电路	12
2.1 简介	12
2.2 Buck 变换器	12
2.2.1 连续模式	12
2.2.2 断续模式	16
2.3 同步整流	21
2.4 纹波抑制	22
2.5 Boost 变换器	24
2.5.1 连续模式	25
2.5.2 断续模式	28
2.6 Buck-Boost 变换器	31
2.6.1 连续模式	32
2.6.2 断续模式	35
2.7 Cuk 变换器	38
2.8 SEPIC 变换器	44

2.8.1 连续模式	44
2.8.2 设计要素	46
2.9 Zeta 变换器	46
2.10 非理想元器件实现的变换器	48
2.10.1 电感模型	49
2.10.2 电容模型	49
2.10.3 半导体器件损耗	50
2.10.4 半导体器件损耗对输出电压的影响	51
2.11 习题	52
第3章 谐振变换器	54
3.1 简介	54
3.2 并联谐振电路综述	55
3.3 串联谐振电路综述	56
3.4 准谐振开关的分类	57
3.5 零电流开关准谐振 Buck 变换器	59
3.6 零电流开关准谐振 Boost 变换器	65
3.7 零电压开关准谐振 Buck 变换器	70
3.8 零电压开关准谐振 Boost 变换器	74
3.9 串联负载谐振变换器	78
3.9.1 断续模式 ($0 < f_s < 0.5f_n$)	78
3.9.2 连续模式 ($f_s > f_n$ 或称为高于谐振频率模式)	80
3.9.3 连续模式 ($0.5f_n < f_s < f_n$ 或称为低于谐振频率模式)	82
3.10 并联负载谐振变换器	84
3.10.1 断续模式 ($0 < f_s < 0.5f_n$)	85
3.10.2 连续模式 ($f_s > f_n$ 或称为高于谐振频率模式)	88
3.10.3 连续模式 ($0.5f_n < f_s < f_n$ 或称为低于谐振频率模式)	90
3.11 习题	92
第4章 隔离型变换器	95
4.1 简介	95
4.2 正激变换器	95
4.3 双管正激变换器	100
4.4 推挽变换器	102
4.5 半桥变换器	105
4.6 全桥变换器	106
4.7 反激变换器	108

4.8	双管反激变换器	112
4.9	双向有源桥变换器	114
4.9.1	功率流控制	123
4.10	零电流开关准谐振半桥变换器	125
4.11	习题	129
第5章	开关变换器的控制策略	130
5.1	简介	130
5.2	脉宽调制	130
5.2.1	电压模式 PWM 策略	131
5.2.2	电流模式 PWM 策略	134
5.3	滞环控制：开关电流源	138
5.3.1	t_{on} 时段稳态分析	139
5.4	商业化集成电路控制器	140
5.4.1	SG3524 固定频率电压模式控制器	140
5.4.2	TL497 变化频率电压模式控制器	143
5.4.3	UC3842 固定频率电流模式 PWM 控制器	144
5.4.4	TinySwitch-II 系列小功率离线开关管	146
5.5	谐振变换器控制策略	148
5.5.1	谐振变换器离线控制器	149
5.5.2	L6598 的工作原理	149
5.6	习题	160
第6章	开关变换器的连续时域模型	161
6.1	简介	161
6.2	经典控制技术分析开关变换器	161
6.2.1	开关变换器的基本开环线性模型	162
6.2.2	PWM 调制器模型	162
6.2.3	平均开关变换器模型	166
6.2.4	输出滤波器模型	168
6.3	开关变换器小信号模型概述	176
6.4	有外部扰动的电压调整器线性模型	179
6.4.1	输出阻抗和稳定性	180
6.5	开关变换器的状态空间表示	181
6.5.1	线性系统分析概述	181
6.5.2	状态空间平均	183
6.6	开关变换器传递函数	194

6.6.1 源至状态变量的传递函数	195
6.7 输入 EMI 滤波器	197
6.7.1 稳定性分析	197
6.8 习题	203
第 7 章 开关变换器的模拟控制	204
7.1 简介	204
7.2 经典控制技术中的负反馈	204
7.2.1 闭环增益	204
7.2.2 稳定性分析	205
7.2.3 相对稳定性	205
7.3 开关变换器的闭环线性模型	206
7.3.1 反馈网络	206
7.3.2 误差放大器补偿网络	206
7.3.3 PI 补偿网络	207
7.3.4 比例积分微分 (PID) 补偿网络	209
7.3.5 比例控制	212
7.4 考虑输出电容 ESR 的 Buck 变换器的反馈补偿	212
7.5 无输出电容 ESR 的 Buck 变换器的反馈补偿	215
7.6 全状态反馈	216
7.6.1 全状态反馈控制系统设计	216
7.6.2 极点选择	217
7.6.3 反馈增益	217
7.7 习题	221
第 8 章 开关变换器的离散时域建模	222
8.1 简介	222
8.2 连续时域系统	222
8.3 直接离散时域模型	222
8.4 直接离散模型的线性化	223
8.5 连续时域状态空间平均模型	224
8.6 开关变换器的离散时域平均模型	226
8.7 习题	227
第 9 章 开关变换器的数字控制	228
9.1 简介	228
9.2 比例控制器	228
9.3 PID 控制器的连续化设计方法	229

9.4 全状态反馈的离散控制系统设计	230
9.4.1 极点配置	231
9.4.2 反馈增益	231
9.4.3 电压控制模式	231
9.4.4 电流控制模式	233
9.5 习题	236
第10章 交错并联变换器	237
10.1 简介	237
10.2 交错并联 Buck 变换器	237
10.2.1 状态空间平均模式	239
10.3 交错并联 Boost 变换器	240
10.3.1 状态空间平均模式	240
10.4 基于电流模式工作的交错并联变换器	244
10.4.1 纹波的计算	245
10.4.2 变换器的数量	247
10.5 功率因数校正	247
10.6 习题	249
第11章 开关电容变换器	251
11.1 简介	251
11.2 单向功率传输 SCC	251
11.2.1 基本升压变换器	251
11.2.2 基本降压变换器	253
11.2.3 基本电压极性反向变换器	255
11.3 其他开关电容变换器拓扑	256
11.3.1 降压变换器	256
11.3.2 升压变换器	259
11.3.3 n 阶降压 SCC	261
11.3.4 n 阶升压 SCC	261
11.4 双向功率传输 SCC	263
11.4.1 升降压变换器	263
11.4.2 罗氏变换器	265
11.5 谐振变换器	270
11.5.1 零电流开关 (ZCS)	270
11.6 开关电容功率变换器的损耗	273
11.7 习题	274

第 12 章 开关变换器的仿真	275
12.1 简介	275
12.2 Spice 电路描述	275
12.2.1 采用“.CIR”文本输入文件的 PSpice 仿真	276
12.2.2 采用电路图输入的 PSpice 仿真	285
12.2.3 开关变换器的小信号分析	299
12.2.4 创建可用于 PSpice 仿真的 Capture 符号	314
12.2.5 解决收敛问题	314
12.3 使用 MATLAB 对开关变换器进行仿真	318
12.3.1 使用传递函数	318
12.3.2 使用矩阵	320
12.4 使用 Simulink 仿真开关变换器	323
12.4.1 用 Simulink 仿真传递函数的例子	323
12.4.2 用 Simulink 仿真状态空间矩阵的例子	324
12.5 习题	325
第 13 章 开关变换器的应用	327
13.1 功率因数校正	327
13.1.1 简介	327
13.1.2 基本概念回顾	327
13.1.3 功率因数校正原理	328
13.1.4 开关变换器的功率因数自校正特性	329
13.1.5 功率因数校正器的控制技术	334
13.1.6 功率因数校正电路	338
13.2 低噪声 DC – DC 变换器	341
13.2.1 简介	341
13.2.2 降低 EMI 的技术	342
13.3 用于太阳能电池的开关变换器	345
13.3.1 简介	345
13.3.2 太阳能电池模型	345
13.3.3 最大功率点跟踪	347
13.3.4 用于太阳能电池的开关变换器	347
13.4 用于燃料电池的开关变换器	348
13.5 LED 驱动器用开关变换器	351
13.5.1 Buck 型 LED 驱动器	351
13.5.2 Boost 型 LED 驱动器	352
13.5.3 Cuk 型 LED 驱动器	352

13.5.4	SEPIC 型 LED 驱动器	353
13.5.5	交流输入型 LED 驱动器	353
第 14 章	开关变换器设计：案例学习	354
14.1	简介	354
14.2	电压型断续工作模式的 Buck 变换器设计	355
14.2.1	控制器设计	356
14.2.2	小信号模型	359
14.2.3	设计补偿网络和误差放大器	359
14.2.4	闭环 Buck 变换器	363
14.2.5	仿真结果	364
14.2.6	实验结果	366
14.3	电压型同步 Buck 变换器的数字控制	370
14.3.1	电路参数	371
14.3.2	闭环极点选择	371
14.3.3	离散时间模型	372
14.3.4	反馈增益	373
14.3.5	控制策略	374
14.3.6	用于 PSpice 仿真的模拟模型	375
14.3.7	仿真结果	376
14.3.8	与负载变化相关的闭环极点灵敏度	378
14.3.9	实验结果	378
14.4	电流型同步 Buck 变换器的数字控制	380
14.4.1	连续时间状态模型	380
14.4.2	推导离散时间模型	380
14.4.3	电流型控制不稳定的问题	381
14.4.4	跟踪调整器的扩展状态模型	381
14.4.5	反馈增益	382
14.4.6	控制策略	384
14.4.7	仿真结果	384
14.4.8	闭环极点对负载变化的敏感度	384
14.4.9	实验结果	386
14.4.10	DSP 编程	387
14.5	基于 UC3842 的反激变换器设计	393
14.5.1	设计规格	394
14.5.2	断续导通模式	394
14.5.3	初步计算	395

14.5.4	开环仿真	396
14.5.5	电流环	397
14.5.6	电压环	397
14.5.7	小信号模型	400
14.5.8	频率补偿	401
14.5.9	电磁干扰 (EMI) 滤波器的设计	403
14.5.10	印制电路板 (PCB) 设计	404
14.5.11	实验结果	406
14.6	基于 TopSwitch 的反激变换器设计	407
14.6.1	设计规格	408
14.6.2	初步计算	408
14.6.3	实验结果	409
14.7	基于 TinySwitch 的反激变换器设计	410
14.7.1	实验结果	411
14.8	开关音频放大器	412
14.8.1	案例学习	415
参考文献		422

第 1 章 开关变换器简介

1.1 简介

一个开关变换器或者工作于开关模式的功率变换器是一个电力电子系统，它是通过开关的开通或者关断，把一个等级的电压变换为负载端另一个等级的电压。开关变换器始于 1950 年，然而，由于功率晶体管的可靠性和成本问题使开关变换器最初只能应用于军事和航空领域。从 1970 年开始，随着现代功率器件的发展和应用，电源中越来越多地采用开关变换器。在 DC - DC 开关变换器电路中，半导体开关器件调节电源与负载之间的连接时间，控制功率从输入到输出负载的动态传输。开关变换器常被用于高效率电源和直流电动机驱动中。与线性电压变换器或线性电压调整器相比，开关电源具有较高的效率和较高的功率密度。新型功率半导体器件，如功率 MOSFET（金属氧化物半导体场效应晶体管）和绝缘栅双极型晶体管（IGBT）、集成磁元件、新型拓扑和集控制与管理功能的超大规模集成 PWM 控制电路的发展使开关变换器的功率密度得到了很大的提高。除了在电源中的应用外，开关变换器同样可以应用于开关音频放大器、光伏阵列中的最大功率点跟踪器（MPPTs）以及 LED 显示与照明的驱动中。

1.1.1 工业发展趋势

在过去的几年里，DC - DC 开关变换器技术经历了巨大的变化。许多集成电路和它们的辅助电路所需的供电电压从过去的 5V 电压标准降低到了小于 1.5V。同时，负载电流也增大到了几年前不可想象的程度。现在一些电子系统需要电源能够提供输出电压为 2.5V、电流为 60A，或输出电压为 1.8V、电流为 60A，或输出电压为 1V、电流为 100A。在不久的将来，预计一些微处理器的供电电压会降到 0.5V，电流会增大到 400A。通常对 DC - DC 开关变换器的动态要求为对从电流 75-100-75A 以 100A/ μ s 变化的突变负载，要求变换器输出电压偏差小于 60mV。同时要求变换器在 4 μ s 内恢复到输出电压的 $\pm 1.5\%$ 以内。这些要求使集中式电源传输低压大电流的能量变得非常困难。设计者现在逐渐转向分布式电源系统结构，用来满足现今复杂负载对低压大电流的需求。

分布式电源系统产生一个高压直流母线（比如 48V），并且分配较小的电流到不同的负载，在每个负载附近，有一个或者多个 DC - DC 开关变换器模块把母线电

压变换成负载所需的较低的电压源（比如 1V）。这些 DC - DC 开关变换器模块除了降压的功能外，还提供电气隔离和增加负载动态响应性能的功能。分布式电源系统消除了集中式电源系统由于需要厚铜母线而产生的机械结构和成本问题。其较低的输出电压导致较大的输出电流并且使电压调整率降低^[1]。

在 1999 年，标准规定变换器在 5V 时的高功率密度为 $25\text{W}/\text{in}^3$ [⊖]，到 2001 年，功率密度增加到在 3.3V 时的 $40\text{W}/\text{in}^3$ ，现今功率密度可达到高于 $50\text{W}/\text{in}^3$ ，而高功率密度被认为大约为 $90\text{W}/\text{in}^3$ 。磁元件和无源元件集成的不断发展对增加功率密度而不牺牲性能起到了很大的作用^[2]。特别对低压变换器，同步整流实现了变换器效率和功率密度的较大提高。同步整流技术和交错并联技术的结合使商用变换器的效率能够达到高于 92%，而常规的变换器效率为 85%^[1]。

交错并联（或多重）变换器在单级功率变换器中有以下几个优点：输入、输出电容上的低电流纹波；负载变化时的快速动态响应；提高变换器的功率处理能力，使效率高于 90%。商业化的控制器可以使每相变换器工作在兆赫兹的频率范围，从而有效地降低变换器的尺寸^[3]。新一代开关变换器控制器是基于数字信号处理（DSP）技术实现数字控制、监控、通信功能于一个 DSP 芯片中，这样既简化了设计又显著减少了计数器数目。这种简化设计使得多重化的开关电源产品只需一个简单的控制结构，通过软件就可以实现每个电源的标准化。DSP 的计算辅助软开关技术（比如说 ZVS，即零电压开关，或 ZCS，即零电流开关），可用于提高变换器的效率。除此之外，很多高效率的拓扑通过利用高级非线性数字控制技术能使电源在全工作范围内都得到优化的性能^[4]。

1.2 线性变换器

线性变换器（又称电压调整器）有两种类型，分别为串联式调整器和并联式调整器，它们主要的区别在于输出电压的调节方式。

1.2.1 串联式线性调整器

串联式电压调整器如图 1.1 所示，它本质上是一个可变电阻，这个可变电阻是由一个工作于线性区的晶体管和负载串联组成。

直流输出电压通过采样电阻网络 R_1 和 R_2 后，和参考电压分别加到误差放大器的输入端进行比较。误差放大器的输出电压通过一个电流放大器来驱动串联型 NPN 晶体管的基极。电源的输出电压就是通过驱动串联型 NPN 晶体管的基极来进行调整的。当采样电阻 R_2 上的电压增加时，串联型 NPN 晶体管的基极驱动电流减小，使传送到输出端的电流减小，进而使输出电压降低。调整后的输出电压值 V_{out}

⊖ $1\text{in}^3 = 1.638\ 71 \times 10^{-5}\text{m}^3$ 。

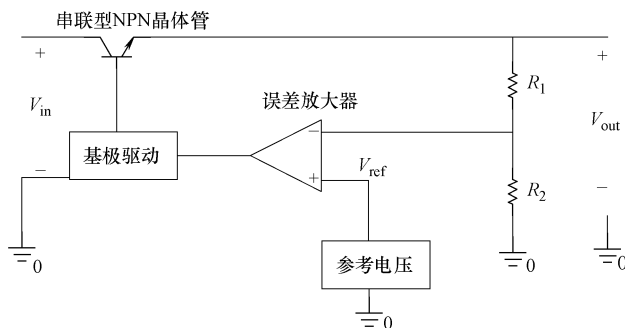


图 1.1 串联式电压调整器

可表示为

$$V_{\text{out}} = V_{\text{ref}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (1.1)$$

式 (1.1) 是假定串联晶体管是理想情况下的放大器工作电路的关系。输入电压的变化会导致串联晶体管的等效电阻 R_S 的变化。这个电阻 R_S 和负载电流 I_{load} 的乘积得到一个变化的电压差 V_{diff} ，用来补偿输入电压的变化，输出电压可以表示为

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} - V_{\text{diff}} \quad (1.2)$$

和

$$V_{\text{diff}} = I_{\text{load}} R_S \quad (1.3)$$

或

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} - I_{\text{load}} R_S \quad (1.4)$$

那么，对一个变化的输入电压来说，有

$$\Delta R_S = \frac{\Delta V_{\text{in}}}{I_{\text{load}}} \quad (1.5)$$

假定输出电压 V_{out} 和输入电压 V_{in} 是固定的，对一个变化的负载电流来说

$$\Delta R_S = \frac{-R_S \Delta I_{\text{load}}}{I_{\text{load}}} \quad (1.6)$$

输入电压的任何变化主要作用在串联晶体管上，输出电压的稳定性主要由反馈放大器的开环增益决定。一个串联式调整器可以实现一个简单的、低成本的输出电压源；然而，它只能提供一个比输入电压低的输出电压。即使这种线性调整器输入电压和输出电压之间一直有一端共地，但是通常需要在输入和输出之间加入直流隔离。这种串联式调整器的主要缺点是在大电流应用场合时串联晶体管上有过多的功耗，在串联晶体管的发射极和集电极之间的功耗可以表示为

$$P_{\text{diss}} = (V_{\text{in}} - V_{\text{out}}) I_{\text{load}} \quad (1.7)$$

很明显，当输出电压一定时，功耗会随着输入电压的增加而增加。在不考虑输入和输出电压的波动时，这种线性调整器的效率可以表示为

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{V_{\text{out}} I_{\text{load}}}{V_{\text{in}} I_{\text{load}}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \quad (1.8)$$

图 1.2 所示为输入电压和效率之间的关系（5V 输出，2.5V 跌落电压）。跌落电压指的是满足输出电压需要时，输入电压大于输出电压的最小幅值。低跌落电压（0.5 ~ 1V）的电源通常用串联型 PNP 晶体管设计。可以从图中看出，5V 输出电压的串联式调整器的最高效率大约是 67%，当输入电压增加时效率降低，当输入电压是 12V 时效率只有 42%。很明显由于串联型晶体管的跌落电压降低导致功率损耗减小，效率会随着输出电压的增加而增加。

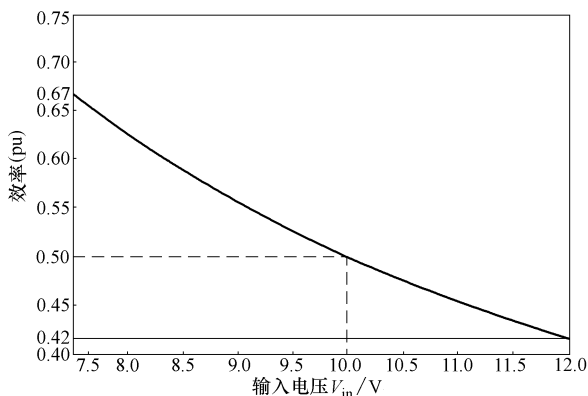


图 1.2 输入电压和效率之间的关系
(5V 输出，2.5V 跌落电压)

1.2.2 并联式线性调整器

并联式调整器通过加入一个并联元件，使流过这个并联元件的电流随着输入电压和输出负载的变化而变化，基本的并联式电压调整器原理图如图 1.3 所示。

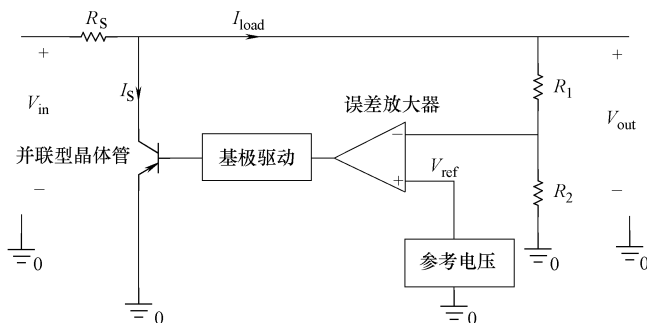


图 1.3 并联式电压调整器原理图

并联式电压调整器的输出电压可以表示为

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} - (I_{\text{load}} + I_{\text{S}}) R_{\text{S}} \quad (1.9)$$

式 (1.9) 中的 I_S 是并联支路的电流。这种并联式调整器对输入电压的瞬变响应不敏感, 因此它不能反映负载电流瞬变到输入端的情况。这种并联式线性调整器的效率可以表示为

$$\eta = \frac{V_{\text{out}} I_{\text{load}}}{V_{\text{in}} (I_{\text{load}} + I_S)} = \frac{I_{\text{load}}}{I_{\text{load}} + I_S} - \frac{I_{\text{load}} R_S}{V_{\text{in}}} \quad (1.10)$$

从式 (1.10) 中可以看出, 由于在电阻 R_S 上有较大的功耗, 因此并联式调整器的效率会随着电阻 R_S 的增加而减小, 效率也会随着并联支路电流的增加而减小。通常来说, 并联式调整器的效率比串联式调整器的效率要低。

尽管线性电压调整器有很多缺点, 但是由于其成本低, 在商业上用得还是较多, 比如 UA7805CKC 串联式线性调整器 (1.5A, 5V)、TL431CP 并联式线性调整器。特别是在低功率应用场合, 性价比较高。然而当输出电流超过 5A 时, 线性调整器的功耗就变成了一个很大的问题。

1.3 开关变换器

一个简单的 DC-DC 变换器由两个半导体开关 (通常为一个开关晶体管和一个开关二极管)、一个电感以及一个电容组成, 如图 1.4 所示。这些半导体开关和储能元件的不同组合构成了开关变换器的不同拓扑。如果负载是直流电动机, DC-DC 变换器就是通常所说的斩波器或者是一个直流电动机驱动系统。理论上开关变换器的优点就是高效率和高功率密度, 可以使重量大大减小。然而, 开关变换器通常需要复杂的控制电路、噪声或 EMI (电磁干扰) 滤波器。在一些应用场合经常需要一个输入侧的滤波器。

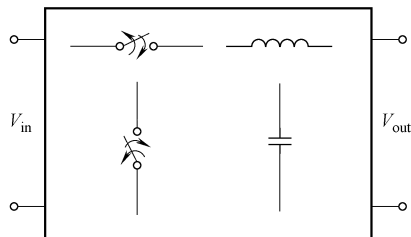


图 1.4 基本开关变换器单元

1.3.1 带有阻性负载的基本开关变换器

从图 1.5a 所示的简单开关电路可以理解开关变换器的基本概念。开关分别在 DT 时间内导通, 在 $(1-D)T$ 时间内关断。工作占空比 D 是开通时间 t_{on} 和开关周期 T 的比值。

$$D = \frac{t_{\text{on}}}{T} = t_{\text{on}} f_S \quad (1.11)$$

式中, f_S 是开关频率。

在阶段 DT 中, 负载和输入电源 V_S 相连; 然而在阶段 $(1-D)T$ 期间负载和输

入电源是断开的；所以最后加在负载电阻上的电压 $V_{\text{out}}(t)$ 是一个输入电压 V_S 的斩波电压，如图 1.5b 所示，平均输出电压 V_a 可以由下式表示：

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_S dt = \frac{V_S DT}{T} = DV_S \quad (1.12)$$

从式 (1.12) 中可看出，平均输出电压是正比于占空比 D 的。当占空比为 1 时，输出电压就等于输入电压，这个时候没有开关动作，开关是一直闭合的。平均输出电流可以由欧姆定律得出

$$I_a = \frac{V_a}{R} = \frac{DV_S}{R} \quad (1.13)$$

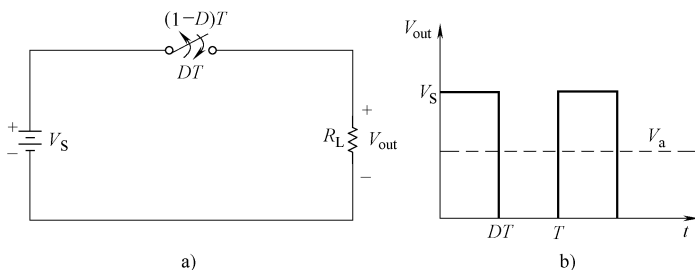


图 1.5 基本开关变换器电路和负载电阻 R_L 上的电压波形

a) 基本开关变换器电路 b) 负载电阻 R_L 上的电压波形

输出电压的有效值为

$$V_{\text{out,rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} V_S^2 dt} = V_S \sqrt{D} \quad (1.14)$$

假定在开关晶体管上电压降为 V_{ce} ，则开关变换器的平均输入功率可以表示为

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{on}}} V_S I_a dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{on}}} \frac{V_S (V_S - V_{ce})}{R} dt = \frac{V_S (V_S - V_{ce}) t_{\text{on}}}{RT} \quad (1.15)$$

输出功率 P_o 为

$$P_o = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{on}}} \frac{(V_S - V_{ce})^2}{R} dt = \frac{t_{\text{on}}}{T} \frac{(V_S - V_{ce})^2}{R} \quad (1.16)$$

因此，变换器的效率为

$$\eta = \frac{P_o}{P_{\text{in}}} = \frac{V_S - V_{ce}}{V_S} \quad (1.17)$$

从式 (1.17) 可以看出，变换器效率随着输入电压 V_S 的增加而增加，这个结果和串联式线性变换器的结果相反。

输出电压可由傅里叶级数展开为

$$V_{\text{out}}(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi n f_S t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(2\pi n f_S t) \quad (1.18)$$

其中 a_0 是平均值, 而

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(2\pi n f_s t) d(\omega t) \quad (1.19)$$

和

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(2\pi n f_s t) d(\omega t) \quad (1.20)$$

现在考虑 $D=0.5$ 的情况, 因为电压波形为奇函数, 因此余弦项为 0, 傅里叶级数展开可简化为

$$V_o(t) = DV_S + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_S [1 - \cos(n\pi)] \sin(2\pi n f_s t)}{n\pi} \quad (1.21)$$

式 (1.21) 中第一项 DV_S 是平均值, 或者说是输出电压的直流分量。输出电压的基波分量幅值可以由下式计算:

$$V_{o,1} = \frac{V_S (1 - \cos\pi)}{\pi} = 0.637 V_S \quad (1.22)$$

从式 (1.22) 看, 基波分量幅值为输入电压值的 63.7%。同理 3 次谐波 ($3f_s$) 是 $0.21 V_S$ (或称 21% 的 V_S)。图 1.6 所示为基本开关变换器工作于占空比为 50% 时的输出电压谐波频谱。由于电流波形和电压波形是一样的, 因此除了在数值上相差一个电阻的比值关系外电流波形的谐波频谱和电压波形是一样的。不连续的输入电流会产生 EMI。这种简单的开关变换器电路由于输出电压中含有较高的谐波含量, 没有实际应用 (除了负载加热)。一个典型的开关变换器在开关和负载之间有一个低通滤波器, 用来滤除开关频率 f_s 分量, 而只保留直流分量。

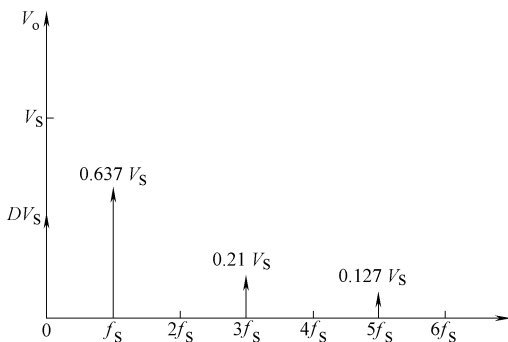
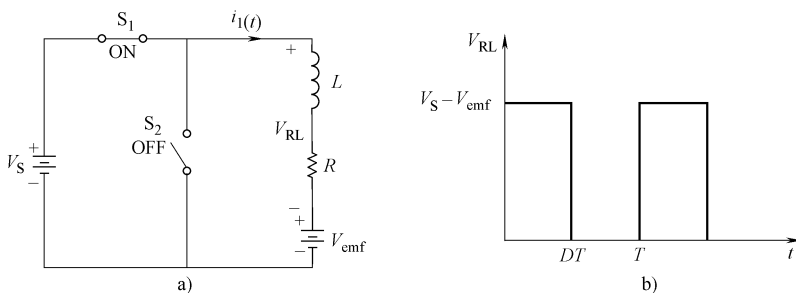
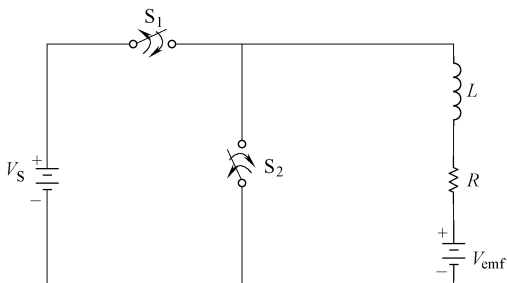


图 1.6 基本开关变换器输出电压谐波频谱

1.3.2 带有阻感性负载的开关变换器

当输出负载为类似直流电动机那样的阻感性负载时, 并且再外加如图 1.7 所示的开关后, 流过负载的电流波形就会变得连续。因为电感电流不能突变, 所以加入第二个开关是必要的, 否则会产生很高的尖峰电压。

这种开关变换器的工作过程可以分成两个模式: S_1 接通/ S_2 断开 (模式 1, $0 < t < t_{on}$) 和 S_1 关断/ S_2 开通 (模式 2, $t_{on} < t < T$)。模式 1 的等效电路和负载 R_L 上的电压波形分别如图 1.8a 和图 1.8b 所示。



a) 模式 1 的等效电路 b) 负载 \$R_L\$ 上的电压波形

在模式 1，电流从输入电源 \$V_S\$ 流向负载 \$R_L\$。由基尔霍夫电压定律可得

$$V_S = Ri_1(t) + L \frac{di_1(t)}{dt} + V_{emf} \quad (1.23)$$

式中，\$V_{emf}\$ 是直流电动机的反电动势。假定这个模式的初始电流 \$i_1(t=0) = I_1\$。在这个模式，负载电流 \$i_1(t)\$ 可以由拉普拉斯变换求得，在前面假定的初始条件下对式 (1.23) 求拉普拉斯变换可得

$$\frac{V_S}{s} = RI_1(s) + L[sI_1(s) - I_1] + \frac{V_{emf}}{s} \quad (1.24)$$

从式 (1.24) 中可以解得 \$I_1(s)\$ 为

$$I_1(s) = \frac{(V_S - V_{emf})}{R} \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + (R/L)} \right) + \frac{I_1}{s + (R/L)} \quad (1.25)$$

再求拉普拉斯反变换，电流 \$i_1(t)\$ 可以表示为 (\$0 < t < t_{on}\$)

$$i_1(t) = \frac{(V_S - V_{emf})(1 - e^{-t\frac{R}{L}})}{R} + I_1 e^{-t\frac{R}{L}} \quad (1.26)$$

在模式 2，开关 \$S_1\$ 断开而开关 \$S_2\$ 导通。这个时候的等效电路如图 1.9a 所示。负载电流 \$i_2(t)\$ 连续地流过开关 \$S_2\$，利用基尔霍夫电压定律可得

$$0 = Ri_2(t) + L \frac{di_2}{dt} + V_{\text{emf}} \quad (1.27)$$

假定 i_2 的初始电流 $i_2(t=0) = I_2$ 并且由式 (1.27) 可求得电流 $i_2(t)$ 为

$$i_2(t) = I_2 e^{-t\frac{R}{L}} - \frac{V_{\text{emf}}}{R}(1 - e^{-t\frac{R}{L}}) \quad (1.28)$$

从式 (1.28) 可以看出, 如果电感值和电阻值相比较较大, 或者说时间常数 (L/R) 很大, 那么 $i_2(t)$ 线性减小。因此电流 $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 的波形几乎线性变化, 如图 1.9b 所示。式 (1.26) 和式 (1.28) 只有当电感电流连续时是正确的。如果时间常数 L/R 比开关周期大得多, 那么负载电流 $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 是连续的, 也就是说开关变换器的开关频率应该比 R/L 大得多。

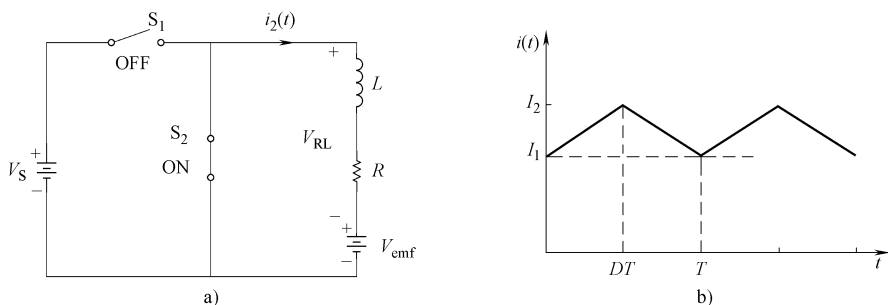


图 1.9 模式 2 的等效电路 (S_2 接通、 S_1 断开) 和负载 R_L 上的电流波形

a) 模式 2 的等效电路 b) 负载 R_L 上的电流波形

1.4 变换器稳态原理分析

在大量开关周期中, 当开关频率固定时, 开关占空比 D 也保持恒定, 例如对 n 个周期, 电流波形和电压波形在每个开关周期是重复的。这就意味着电压波形和电流波形变成周期性波形, 周期为 T , 即 $i((n+1)T) = i(nT)$, $v((n+1)T) = v(nT)$, 这样的状态就称为稳态。有两个非常重要的原理来描述变换器的稳态工作, 那就是电感的伏秒平衡和电容电荷平衡。这两个特性在本书中被用来分析各种开关变换器的稳态工作过程。

1.4.1 电感伏秒平衡

当电路处于稳态时, 流过电感的电流是周期性的。那么

$$i_L(nT) = i_L((n+1)T) \quad (1.29)$$

电感两端的电压可以表示为

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (1.30)$$

在一个开关周期内积分得到

$$i_L((n+1)T) - i_L(nT) = \frac{1}{L} \int_{nT}^{(n+1)T} v_L(t) dt \quad (1.31)$$

由于式 (1.31) 中左边为零, 那么式 (1.31) 中右边也应该为零, 即

$$0 = \int_{nT}^{(n+1)T} v_L(t) dt \quad (1.32)$$

式 (1.32) 表明在稳态时, 电感两端的电压在一个开关周期中积分为零。积分的单位是 Vs (伏秒), 所以称这个特性为伏秒平衡。直观的分析表明, 如果电感两端电压在一个开关周期内的积分不为零, 那么电流的幅值会不断增加。

1.4.2 电容电荷平衡

电容电荷平衡也可以采用和电感伏秒平衡相似的分析, 电容两端的电压和流过电容的电流之间的关系可以表示为

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (1.33)$$

对式 (1.33) 在一个开关周期内进行积分得到

$$v_C((n+1)T) - v_C(nT) = \frac{1}{C} \int_{nT}^{(n+1)T} i_C(t) dt \quad (1.34)$$

由于式 (1.34) 中左边为零, 因此式 (1.34) 中右边也必须为零, 即

$$0 = \int_{nT}^{(n+1)T} i_C(t) dt \quad (1.35)$$

式 (1.35) 表明在稳态时, 流过电容的电流在一个开关周期中的积分为零。积分的单位是 As (安秒), 所以称这个特性为安秒平衡或电荷平衡。直观的分析表明, 如果流过电容的电流在一个开关周期内积分不为零, 那么电容电压的幅值会不断增加。

1.5 习题

- 图 1.3 所示的并联式线性调整器输入供电电压为 12V。负载需要 5V、0.5A 的电源给一些逻辑电路供电。作为一个工程师, 你需要选择合适的 R_S 值。已知并联电流 I_S 是 10% 的负载电流 I_L , 求不考虑采样电阻 R_1 和 R_2 上功耗时的并联调整器效率, 请问电阻 R_S 的选择对效率有什么影响?
- 图 1.7 所示的基本开关变换器中电阻值为 1Ω 、电感值为 $1H$, $V_S = 3.72V$, $V_{emf} = 0V$, 在 $0 < t \leq 1s$ 期间, 开关 S_1 接通、 S_2 断开。在 $1 \leq t < 2s$ 期间, 开关 S_2 接通、 S_1 断开, 在开关周期的起始时刻流过电感的电流为 $1A$ 。求第一个开关周期中电感电流纹波的峰-峰值; 画出并标注流过电感的电流波形和电阻上的电压波形。

3. 图 1.5 所示的基本开关变换器有一个 10Ω 的负载电阻和 48V 的输入电压。开关频率为 1kHz，占空比为 50%，在开关导通时半导体开关上有 1V 的电压降。
(a) 求这个开关变换器输出电压的平均值和有效值；(b) 利用傅里叶级数表示输出电压的基波分量和相邻两个高次谐波分量。请给出输出电压基波分量的有效值。
4. 求图 1.7 所示的有负载 R_L 的基本开关变换器的最大纹波电流对应的占空比，并求这个变换器的最大纹波电流。
5. 变换器中的相关参数同习题 2，画出电感两端的电压，并计算其在一个开关周期内的积分值。
6. 当 $D=0.25$ 时，重复计算习题 2 中的问题。
7. 假设变换器已经达到稳态，(a) 证明电感在一个周期内吸收的平均功率为零；(b) 证明电容在一个开关周期内吸收的平均功率为零。

第 2 章 基本的开关变换电路

2.1 简介

所谓拓扑学是关于位置的科学。网络的拓扑具有不随它的伸展、压缩、弯折或扭曲而变化的特性。如果两个网络的区别仅仅在于组成各支路的元器件不同,则称它们具有相同的拓扑结构^[5]。开关变换器由若干按照特定拓扑连接的储能元件和开关组成,从而通过开关的周期性分合动作控制能量从输入到输出的动态传输,在输出端产生一个所需的直流变换。储能元件(电感和电容)通常连接成低通滤波器以减小输出电压纹波。开关变换器的两种基本拓扑是 Buck 和 Boost 变换器。其他电路的大多数都由这两种电路导出,因为它们在拓扑上与 Buck 或 Boost 电路是等效的。Buck-Boost 电路是由这两种电路通过特定方式级联组成的,其输出电压相对于输入电压是反向的。正激变换器和推挽变换器就是由 Buck 电路导出的例子,反激变换器和 Cuk 变换器由 Buck-Boost 电路导出。谐振变换器引入了电感、电容组成的谐振回路,使得开关管上的电压或电流波形由常规的方波变成正弦波。进一步可以导出其他电路,如单端主电感变换器(SEPIC)可由 Cuk 电路导出。下面将会给出 Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk 以及谐振变换器的稳态分析,稳态意味着占空比 D 在固定开关频率下保持为常值。于是有电流电压 $i(0) = i(nT)$, $v(0) = v(nT)$, 这里 n 是在稳态条件下的开关周期数。由于开关动作的存在,开关变换器本质上是一种非线性电子系统。用于开关变换器小信号分析的线性化方法以及状态空间平均法将在第 6 章介绍。

2.2 Buck 变换器

图 2.1 所示为采用功率 MOSFET 的基本 Buck 变换器。在 Buck 电路中,输出电压 V_a 比输入电压 V_s 低。Buck 电路的工作过程根据开关管的动作分为两种模式。根据输出电感中电流是否连续,Buck 电路可以工作在连续或断续模式。

2.2.1 连续模式

模式1 ($0 < t \leq t_{on}$)

在一个开关周期的起始时刻 ($t = 0$), 开关管 Q_s 开通。模式 1 的等效电路如图 2.2 所示。由于输入电压 V_s 大于平均输出电压 V_a , 这个阶段电感电流 $i_L(t)$ 上

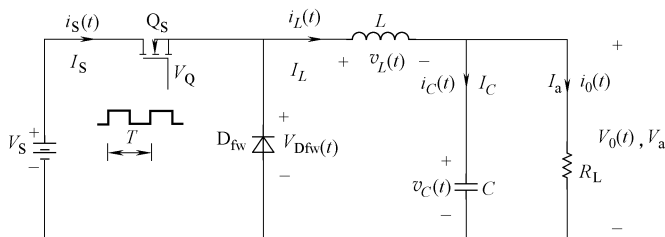


图 2.1 Buck 变换电路

升。电感上的电压决定了电流的上升率为

$$v_L(t) = L \frac{di}{dt} \quad (2.1)$$

由等效电路可知，电感两端的电压为 $V_S - V_a$ 。如电感值足够大，在时间 t_{on} 内电感电流将从 I_1 线性增大至 I_2 ，因此

$$V_S - V_a = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = L \frac{\Delta I}{t_{on}} \quad (2.2)$$

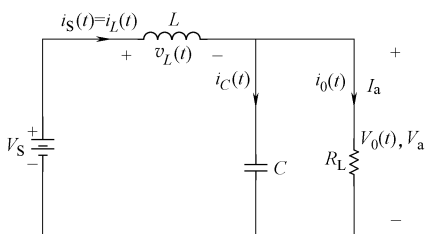
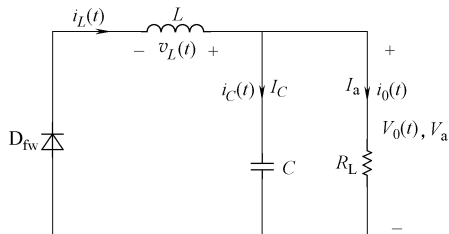
模式 1 的持续时间为

$$t_{on} = \frac{L \Delta I}{V_S - V_a} \quad (2.3)$$

因此，在模式 1 电感处于储能阶段。

模式 2 ($t_{on} < t \leq T$)

当开关管 Q_S 在 $t = t_{on}$ 时刻关断，进入模式 2，等效电路如图 2.3 所示。


 图 2.2 Buck 变换器模式 1 的等效电路
($0 < t \leq t_{on}$)

 图 2.3 Buck 变换器模式 2 的等效电路
($t_{on} < t \leq T$)

由于电感电流不能突变，电感上的电压极性立刻反向以维持开关管 Q_S 关断前流过的电流 I_2 ，这种现象称为感性冲击。由于电感电压极性反向，续流二极管 D_{fw} 正偏导通。如果没有续流二极管，给开关管供电的电源会出现一个负电压尖峰。随着电感中的能量传输给电容并被负载消耗，电感电流逐渐减小。电感上的电压为 $-V_a$ ，流过的电流在 t_{off} 内由 I_2 线性减小至 I_1 。

$$-V_a = L \frac{I_1 - I_2}{t_{off}} \quad (2.4)$$

即

$$V_a = L \frac{\Delta I}{t_{\text{off}}} \quad (2.5)$$

模式 2 的持续时间为

$$t_{\text{off}} = L \frac{\Delta I}{V_a} \quad (2.6)$$

电感电流峰-峰值为

$$\Delta I = \frac{V_a t_{\text{off}}}{L} \quad (2.7)$$

稳态运行状态下, 在时段 $0 < t \leq t_{\text{on}}$ 和 $t_{\text{on}} < t \leq T$ 内, 电感电流峰-峰值相等

$$\Delta I = \frac{(V_S - V_a) t_{\text{on}}}{L} = \frac{V_a t_{\text{off}}}{L} \quad (2.8)$$

把 $t_{\text{on}} = DT$ 和 $t_{\text{off}} = (1 - D)T$ 代入式 (2.8) 得

$$(V_S - V_a)DT = V_a(1 - D)T \quad (2.9)$$

即

$$V_a = \frac{V_S DT}{T} = V_S D \quad (2.10)$$

Buck 变换器的平均输出电压 V_a 为占空比 D 和输入电压 V_S 的乘积。当负载变化或输入电压波动时, 由 Buck 变换器实现的电压调节器的占空比每周期改变以维持输出电压恒定。占空比的周期性改变采用脉宽调制的负反馈方法来实现, 这将在第 5 章中讨论。开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 的定义为

$$t_{\text{on}} = \frac{L\Delta I}{V_S - V_a} \quad t_{\text{off}} = \frac{L\Delta I}{V_a} \quad (2.11)$$

开关周期 T 是 t_{on} 和 t_{off} 的和, 即

$$T = \frac{1}{f_S} = t_{\text{on}} + t_{\text{off}} \quad (2.12)$$

$$T = \frac{L\Delta I}{V_S - V_a} + L \frac{\Delta I}{V_a} = \frac{LV_S \Delta I}{V_a (V_S - V_a)} \quad (2.13)$$

从而电感纹波电流可表示为

$$\Delta I = \frac{V_a (V_S - V_a) T}{LV_S} = \frac{DV_S (1 - D)}{f_S L} \quad (2.14)$$

因此, 电感电流峰-峰值与电感值和频率成反比。根据基尔霍夫电流定律, 电感电流为

$$i_L = i_C + i_0 \quad (2.15)$$

稳定工作状态下, 输出电容在一个开关周期内充、放电量相同, 因此平均电容电流 I_C 为 0。平均电感电流 I_L 等于平均输出电流 I_a , 于是当 $i_L(t)$ 大于 I_a 时 (即

$i_C(t)$ 流入电容) 输出电容充电; 当 $i_L(t)$ 小于 I_a 时输出电容放电。设负载电流恒定, 则电感电流的变化为

$$\Delta i_L = \Delta i_C + \Delta i_0 \approx \Delta i_C \quad (2.16)$$

因此充、放电的时间在一个开关周期内必然相等, 而且均等于半个开关周期。平均充电或放电电流在 $(t_{on}/2) + (t_{off}/2) = (T/2)$ 内为

$$I_C = \frac{\Delta I}{4} \quad (2.17)$$

电容电压 $v_C(t)$ 为

$$v_C(t) = v_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^{T/2} i_C(t) dt \quad (2.18)$$

电容纹波电压 Δv_C 为

$$\Delta v_C = v_C(t) - v_C(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{T \Delta I}{8C} = \frac{\Delta I}{8f_s C} \quad (2.19)$$

把式 (2.14) 中的 ΔI 代入式 (2.19), 则电容纹波电压为

$$\Delta v_C = \frac{DV_S(1-D)}{f_s L} \frac{1}{8f_s C} = \frac{DV_S(1-D)}{8f_s^2 LC} \quad (2.20)$$

由于输出电容直接与负载并联, 因此电容纹波电压 Δv_C 等于输出纹波电压 Δv_0 。可以看到, 输出纹波电压与 f_s^2 以及 LC 乘积成反比。因此, 要减小输出纹波电压, LC

乘积越大越好, 开关频率越高越好。由于在 Buck 变换器中输出电感 L 和输出电容 C 形成一个低通滤波器, L 值和 C 值的选择决定输出滤波器的截止频率, 并最终决定开关纹波以及输出尖峰的值。工作在连续模式下的 Buck 变换器的开关波形如图 2.4 所示。

由于输入电流不连续, 通常需要一个输入滤波器用于减小电磁干扰 (EMI), 它由一个串联电感和一个并联电容组成。由于续流二极管的作用, 输出电感电流是连续的。在开通时刻, 输出电感电流比所需的负

载电流 $i_0(t)$ 小, 输出电容首先释放能量。不过由于输出电感电流不断增大, 并超过负载所需电流, 输出电容开始充电。电容最大充电电流 $I_2 - I_a$ 出现在开通状态的

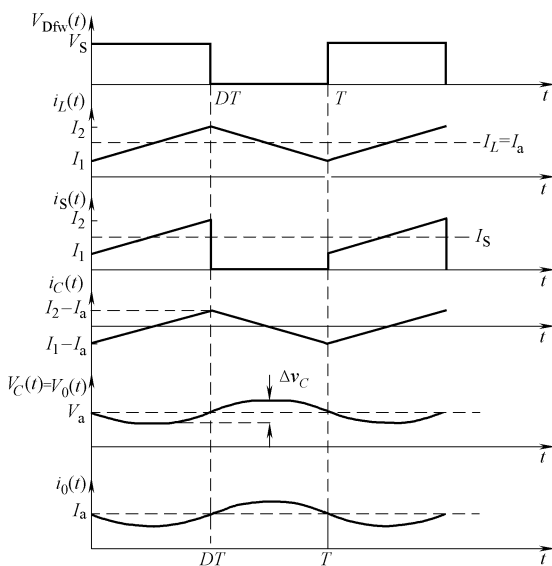


图 2.4 Buck 变换器的开关波形

结束时刻, 即 DT 时刻。电容最大放电电流 $I_1 - I_a$ 出现在开关周期的结束时刻。要注意电容纹波电压滞后于电流 90° 。

如果忽略开关损耗, 通过计算开关管 Q_S 与续流二极管 D_{fw} 的导通损耗可以得到 Buck 变换器的效率。导通损耗表达式为

$$P_{\text{loss}} = P_{Q_S} + P_{D_{fw}} = I_0 \left(\frac{t_{\text{on}}}{T} \right) V_{\text{cesat}} + I_0 \left(1 - \frac{t_{\text{on}}}{T} \right) V_{D_{fw}} \quad (2.21)$$

这里 R_{on} 为开关管 Q_S 的通态电阻, $V_{D_{fw}}$ 为二极管的正向电压降, 它与电流大小有关。因此 Buck 变换器的效率为

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_{\text{loss}}} = \frac{V_a}{V_a + V_{\text{cesat}} + V_{D_{fw}}} \quad (2.22)$$

显然, 减少 V_{cesat} 和 $V_{D_{fw}}$ 可以提高效率。

2.2.2 断续模式

根据式 (2.14), 对于确定的负载电阻, 当电感越小时, 峰值电感电流 I_{Lp} 与平均电感电流 I_L 的比值就越大。当电感值 L 满足每个周期有且只有一个点满足 $i_L = 0$ 时, 此电感值称为临界电感 L_C 。在这种情况下, 电感中的能量刚好足够维持到下个开关周期的起始时刻。峰值电感电流 I_{Lp} 为平均电感电流 I_L 的两倍, 即

$$I_{Lp} = 2I_L = \Delta I = \frac{(V_S - V_a)t_{\text{on}}}{L_C} = \frac{(V_S - V_a)D}{f_S L_C} \quad (2.23)$$

为求得临界电感值 L_C , 假设一个理想的 Buck 变换器, 其输入功率等于输出功率, 输入功率为

$$P_{\text{in}} = V_S I_S = V_S I_L D \quad (2.24)$$

由于 $I_S = DI_L$, 则输出功率为

$$P_{\text{out}} = \frac{V_a^2}{R} \quad (2.25)$$

因此

$$V_S I_L D = \frac{V_a^2}{R} \quad (2.26)$$

由式 (2.23) 可知, 平均电感电流 I_L 为

$$I_L = \frac{\Delta I}{2} = \frac{(V_S - V_a)D}{2f_S L_C} \quad (2.27)$$

把式 (2.27) 的 I_L 代入式 (2.26), 得

$$V_S \frac{(V_S - V_a)D^2}{2f_S L_C} = \frac{V_a^2}{R} \quad (2.28)$$

把 $D = (V_a/V_S)$ 代入式 (2.28) 左边的分子项, 可得

$$\frac{V_S^2(1-D)D^2}{2f_s L_C} = \frac{V_a^2}{R} \quad (2.29)$$

简化后得

$$\frac{V_S^2(1-D)D^2}{2f_s L_C} = \frac{V_S^2 D^2}{R} \quad (2.30)$$

于是, 临界电感 L_C 为

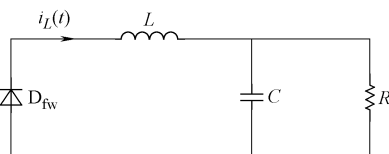
$$L_C = \frac{R(1-D)}{2f_s} \quad (2.31)$$

可以看到, 临界电感 L_C 与负载电阻 R 成正比, 与开关频率 f_s 成反比。当 f_s 增大时, L_C 减小。当为一个负载设计电感时, 要注意电感不能小于 L_C , 如果 L 小于 L_C , 电感电流 $i_L(t)$ 将出现不连续现象。对于确定的电感值 L , 如果负载电阻 R 大于临界负载电阻 R_c , Buck 变换器将工作在电流断续模式, 因此

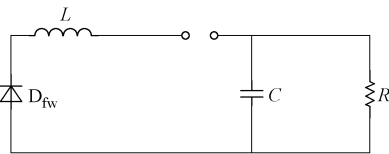
$$R_c = \frac{R_{\text{nom}}}{1-D}; \quad R_{\text{nom}} = 2f_s L \quad (2.32)$$

这里 R_{nom} 是一个设计参数, 具体的定义请查看参考文献 [6]。此参数可由式 (2.31) 推导得到。

为了解释在下个开关周期开始之前电感中的储能情况, 有必要修改模式 2 的等效电路。图 2.5a 和图 2.5b 所示为 Buck 变换器工作在电流断续模式下模式 2 的等效电路。



a)



b)

图 2.5 Buck 变换器电流断续模式 2 的等效电路

a) $t_{\text{on}} < t \leq t_2$ b) $t_2 < t \leq T$

如图 2.6 所示, 定义小于开关周期 T 的

时刻 t_2 为 $i_L(t)$ 减小到 0 的时间。根据有限电流限制^[7]或电感的伏秒平衡条件, Buck 变换器工作在断续模式时每个开关周期的电感平均电压为零, 有如下等式:

$$(V_S - V_a)t_{\text{on}} - V_a(t_2 - t_{\text{on}}) = 0 \quad (2.33)$$

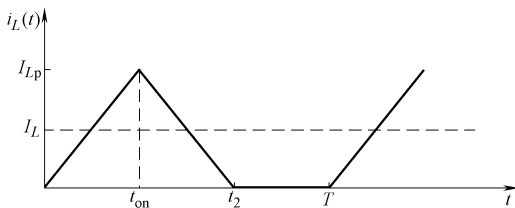


图 2.6 电流断续模式的电感电流波形

由于每个开关周期的平均电容电流 I_C 也为零, 而稳态下的平均电感电流 I_L 等于平均输出电流 I_a , 即

$$\frac{I_{L_p} t_2 f_s}{2} = \frac{V_a}{R} \quad (2.34)$$

电感上的电压降与它的电流增长率有关, 即

$$(V_s - V_a) = L \frac{I_{L_p}}{t_{on}} \quad (2.35)$$

把式 (2.33) 化简并乘以 f_s 后得到

$$V_s t_{on} f_s - V_a t_2 f_s = 0 \quad (2.36)$$

解出式 (2.34) 中的 $t_2 f_s$ 和式 (2.35) 中的 I_{L_p} 代入式 (2.36), 得

$$V_a^2 + V_a V_s \frac{D^2 L_C}{(1-D)L} - V_s^2 \frac{D^2 L_C}{(1-D)L} = 0 \quad (2.37)$$

Buck 变换器在电流断续模式下的开环电压转换比 V_a/V_s 可以通过解上面的 2 次方程得到

$$\frac{V_a}{V_s} = \frac{D[\sqrt{4L(1-D)/L_C + D^2} - D]}{2L(1-D)/L_C} \quad (2.38)$$

或

$$\frac{V_a}{V_s} = \frac{2}{1 + \sqrt{4L(1-D)/(D^2 L_C) + 1}}, \quad L < L_C \quad (2.39)$$

图 2.7 所示为 Buck 变换器工作在连续和断续模式下不同 L/L_C 值的电压转换比与占空比的关系曲线。

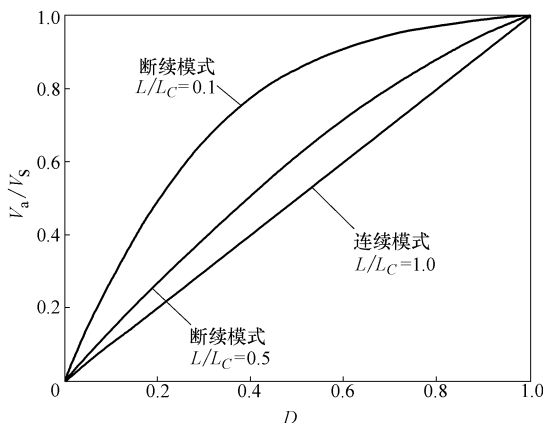


图 2.7 连续和断续模式下 Buck 变换器开环电压转换比与占空比的关系

在断续工作模式下, 由于 L/L_C 值较小, 平均输出电压随着占空比的增加而迅速增大, 并逐渐达到输入电源电压 V_s 。 L/L_C 的值越接近 1, 则电压转换比与占空比之间的关系曲线就越接近一条直线。连续工作模式下 ($L/L_C > 1$), 电压转换比与占空比之间的关系曲线是一条斜率为 1 的直线。电感电流减小到零的时刻 t_2 可以通过把式 (2.38) 代入式 (2.36) 来导出, 即

$$t_2 = \frac{2L(1-D)/(L_C f_S)}{\sqrt{(4L(1-D)/L_C) + D^2} - D}, L < L_C \quad (2.40)$$

图 2.8 所示为 Buck 变换器工作在断续模式下比率 t_2/T 与占空比的关系曲线。

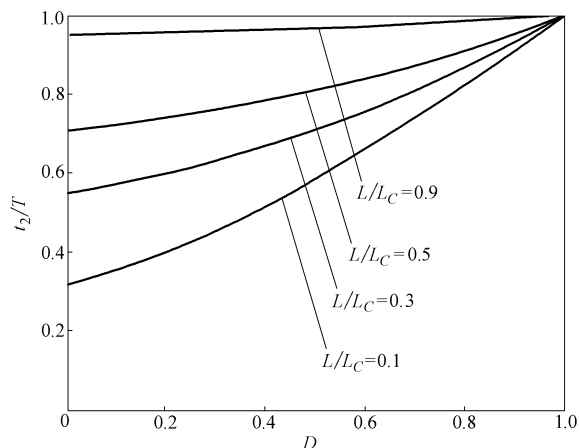


图 2.8 Buck 变换器工作在断续模式下比率 t_2/T 与占空比的关系

如图 2.8 所示，当占空比不变时， t_2/T 随着 L/L_C 值的减小而减小。另外， L/L_C 值越小， t_2/T 随着占空比增大而增大的速度越快。由于断续模式的 L/L_C 值小，储存在电感中的能量也小，因此，放电时间 t_2 也就相应较小。对式 (2.38) 应用 L'Hôpital 原理，可发现当电感值减小到零时，平均输出电压 V_a 达到输入电压值 V_S 。图 2.9 所示为断续模式工作下的开关波形。

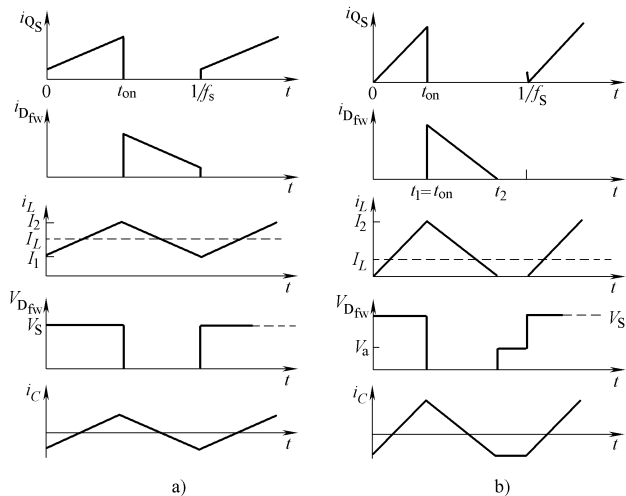


图 2.9 Buck 变换器的开关波形

a) $L > L_C$ b) $L < L_C$

断续模式通常应用于小功率，特别是负载变化范围可能很大的场合。在设计开关变换器时，通常会让它工作在连续或者断续模式，而避免在正常工作时从一种模式切换到另一种模式。这是为了避免变换器模式的改变而导致严重的控制与稳定性问题。如果突然去掉 Buck 变换器的负载，那么开环 Buck 变换器的输出电压会增大至输入电压的水平；而闭环 Buck 变换器的输出电压会减小到零。其时间常数由输出电容以及电路中寄生的漏电阻决定。Buck 变换器的优势就在于它在开通、关断以及故障条件下其输出电压和电流很容易控制，而 Boost 变换器则不具备此特点。

由于输出电感可以阻止任意快速改变的 di/dt 尖峰，因此流入 Buck 变换器输出电容的电流相对平滑。于是，输出电容的电流有效值等于电感电流纹波峰-峰值除以 $\sqrt{12}$ 。此有效值小于输入电流的有效值。另一方面，Buck 变换器的输入电流极度不连续。在一些变换器中，当开关导通时电流从零增加到满载时只需几纳秒。电流变化的速率很快，与包含了输入源内部电感的杂散电感以及印制电路板上连接到 Buck 变换器的电压源上导线的寄生电感的输入电路总的杂散或寄生电感耦合，在半导体开关上引入了电压尖峰。输入电容通常连到 Buck 变换器输入端以降低阻抗并有助于滤除电压尖峰。此输入电容提供电流尖峰回路，而电流尖峰不用通过杂散电感传播，则电压源提供 Buck 变换器的平均输入电流。因此布局和输入电容的选择对于限制主开关上的电压应力和噪声传播至关重要。此输入电容的寄生电感要小（表贴的陶瓷电容符合此要求）并且在位置上要靠近半导体开关和续流二极管。由于输入电容的有效值电流也流经等效串联电阻（ESR），因此会产生损耗。因此必须避免元件过热以提高器件的使用寿命并防止损坏。流经输入电容的有效值电流为 $I_{out} \times \sqrt{D(1-D)}$ 。因此，输入电容具有低 ESR 至关重要。对于表贴的输入电容，典型的 ESL 范围为 $1 \sim 7\text{nH}$ ；典型的 ESR 范围为 $1 \sim 150\text{m}\Omega$ 。输入电容的开关应力要大于输出电容开关应力。因此，在 Buck 变换器中输入电容是最重要的电容器件。

例 2.1 图 2.1 所示的 Buck 变换器，输入电压为 10V，开关频率为 1kHz。负载要求平均电压 5V，最大纹波电压为 20mV。输出电感最大纹波电流为 0.2A。求：(a) 占空比；(b) 输出电感；(c) 输出电容；(d) 当开关频率增加到 10kHz 时的输出电容。

解：Buck 变换器给定的参数为 $V_S = 10\text{V}$ ， $f_S = 1\text{kHz}$ ， $V_a = 5\text{V}$ ， $\Delta V_a = 20\text{mV}$ ， $\Delta I_L = 0.2\text{A}$ 。

(a) 由式 (2.10) 有

$$D = \frac{V_a}{V_S} = \frac{5}{10} = 0.5$$

(b) 由式 (2.14) 有

$$L = \frac{DV_S(1-D)}{f_S \Delta I} = \frac{0.5 \times 10 \times 0.5}{1000 \times 0.2} \text{H} = 0.0125 \text{H} = 12.5 \text{mH}$$

(c) 由式 (2.20) 有

$$C = \frac{DV_S(1-D)}{8f_S^2 L \Delta V_a} = \frac{10 \times 0.5 \times 0.5}{8 \times 1000^2 \times 0.0125 \times 0.02} \text{F} = 1250 \mu\text{F}$$

(d) 由于输出电压保持 5V 不变, 因此占空比不变, 则输出电感为

$$L = \frac{0.5 \times 10 \times 0.5}{1000 \times 0.2} \text{H} = 0.00125 \text{H}$$

因此, 输出电容为

$$C = \frac{10 \times 0.5 \times 0.5}{8 \times 10000^2 \times 0.00125 \times 0.02} \text{F} = 125 \mu\text{F}$$

此例说明, 开关频率提高多少倍, 输出电感和输出电容的值就减小多少。因此, 如果不考虑增加的开关损耗对性能的影响, 增大 Buck 变换器的开关频率可以减小它的体积、重量和成本。

2.3 同步整流

计算机的微处理器与外部设备由于采用电流驱动技术, 要求供电的 1.2V 电源提供很大的电流。二极管的导通电压降 V_d 是限制效率提高的一个重要因素。如果考虑 V_d 的影响, 则 Buck 变换器的输出电压计算公式为

$$V_a = DV_S - (1-D)V_d \quad (2.41)$$

显然, 二极管上的电压降越多, 得到的输出电压就越低。MOSFET 的双向导流能力使得用同步整流管代替肖特基二极管成为可能, 只要当二极管需要导通时刚好给出门极驱动信号即可, 而这个驱动信号刚好为主开关 M_1 驱动信号的互补。图 2.10 所示为一个带同步整流管 M_2 的 Buck 变换器的例子。在有些情况下, 由于 MOSFET 速度不够快, 可以再并联

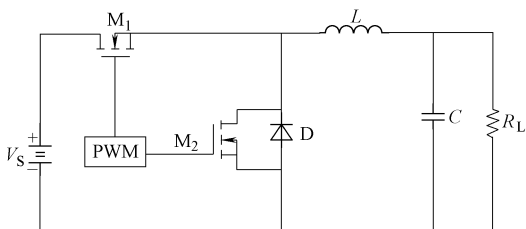


图 2.10 同步整流

一只肖特基二极管在开通的时候起辅助作用。一旦 M_2 完全开通后, 它的沟道电阻上的压降将远小于二极管的正向压降。因此, 大多数的电流流过 M_2 而不是二极管 D 。

同步整流使得电感电流可以反向, 因此, 图 2.10 所示的同步 Buck 变换器只能工作在连续模式。

2.4 纹波抑制

所谓纹波抑制技术，就是使用一对耦合电感和一个隔直电容来替代串联电感，以降低流入电感的电流纹波。如图 2.11 所示的二端口网络，其中端口 A 两端的电压包含交流成分和直流成分。电感 L_1 和 L_2 是磁耦合的。目的是移除或滤掉端口 A 的交流纹波，以使端口 B 得到干净的直流电压。为了达到这个目的，交流纹波电流被转向或控制从 L_2 和 C 组成的辅助支路流过。若 A 端口的电压 $V_A = V_{Aac} + V_{Adc}$ ，其中下标 ac 和 dc 代表电压 V_A 中的交流和直流成分。

可以认为 $L_1 = L_2$ 且全耦合，隔直电容 C 的容值无穷大。由于辅助支路上有一个隔直电容，仅交流成分可以流过支路。由于电感 L_2 上没有直流压降，所以电压 V_A 的直流成分， V_{Adc} 可在隔直电容 C 两端直接测量得到。若直流模块电容 C 的容值无穷大，其交流阻抗为零，所以其两端的交流压降为零。因此， V_{Aac} 完全加到电感 L_2 两端。电感 L_1 和 L_2 的匝数比为 1:1。因此电感 L_2 两端的压降反射到电感 L_1 两端。因此， L_1 两端的压降也为 V_{Aac} 。端口 B 两端的电压 V_B 等于端口 A 两端的电压减去电感 L_1 两端的压降，即 $V_B = V_{Adc}$ 。因此，由于交流纹波电流强制从辅助支路流过， V_B 是一个纯直流电压。

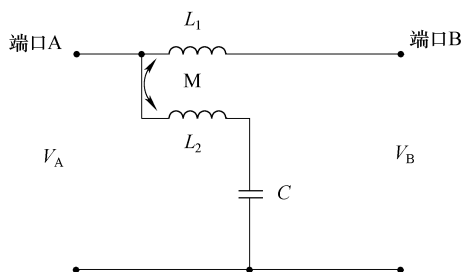


图 2.11 用于纹波抑制的二端口网络

此纹波抑制概念可以应用于任何 DC - DC 变换器，通过在主电感 L 的磁心上绕制辅助绕组实现。辅助绕组仅流过纹波电流（即没有直流成分）；所以辅助绕组的线径要比主电感的线径细。因此，很可能两个绕组的铜面积与原来的单绕组的铜面积类似。实际上，电容的容值不可能无穷大，电感也不可能完全耦合。然而即使使用实际元件时，此技术还是会相当程度上的减小纹波^[8,9,10,11]。

图 2.12 所示为一个传统 Buck 变换器的原理图，其中输入电压 5V，占空比 D 等于 0.4。两个电感的电感量相等但不耦合。开关波形如图 2.13 所示。值得注意的是，平均输出电压为 2V，纹波的峰 - 峰值为 2mV，而流过电感 L_1 的平均电流值为 0.66A，峰值为 1.1A。由于隔直电容的存在，辅助绕组支路中的电流不含直流成分。

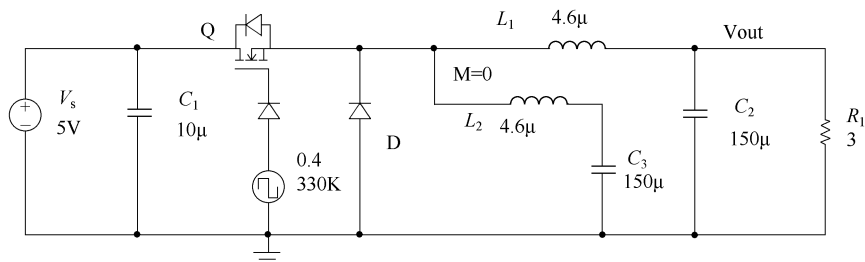


图 2.12 含有附加支路的传统 Buck 变换器

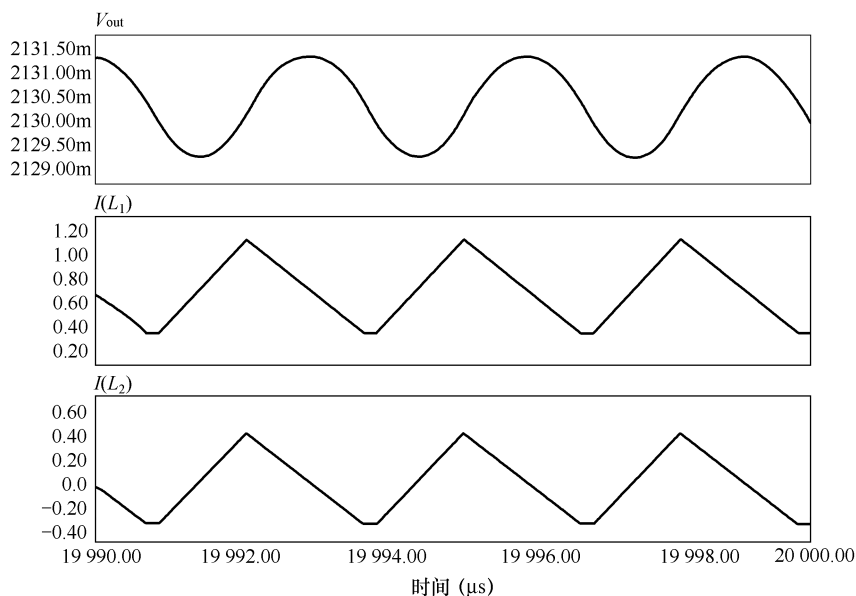


图 2.13 图 2.12 所示电路的输出电压和电感电流波形

现在考虑如图 2.14 所示的两个电感磁耦合的例子。此例中电感为不完全耦合。主电感 L_1 的电感量为 $4.6\mu\text{H}$ ，比辅助绕组 L_2 的电感量 $4.59\mu\text{H}$ 略大，互感量 M_{12} 为 $4.585\mu\text{H}$ 。隔直电容的容值为 $150\mu\text{F}$ 。一个电感量为 200nH 的非耦合电感与电

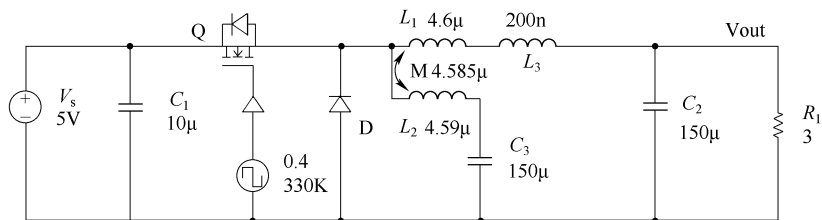


图 2.14 含有耦合电感的 Buck 变换器

感 L_1 串联以表示所有的寄生电感。图 2.15 所示为相关的开关波形。由图可知，平均输出电压一直为 2V。然而，流过输出电感的电流纹波降低了。流过电感 L_1 的峰值电流为 672.5mA，输出电压纹波大约为 $35\mu\text{V}$ 。因此，在 Buck 变换器中使用纹波抑制技术后，电压纹波的峰 - 峰值减小到 $\frac{1}{57}$ 。

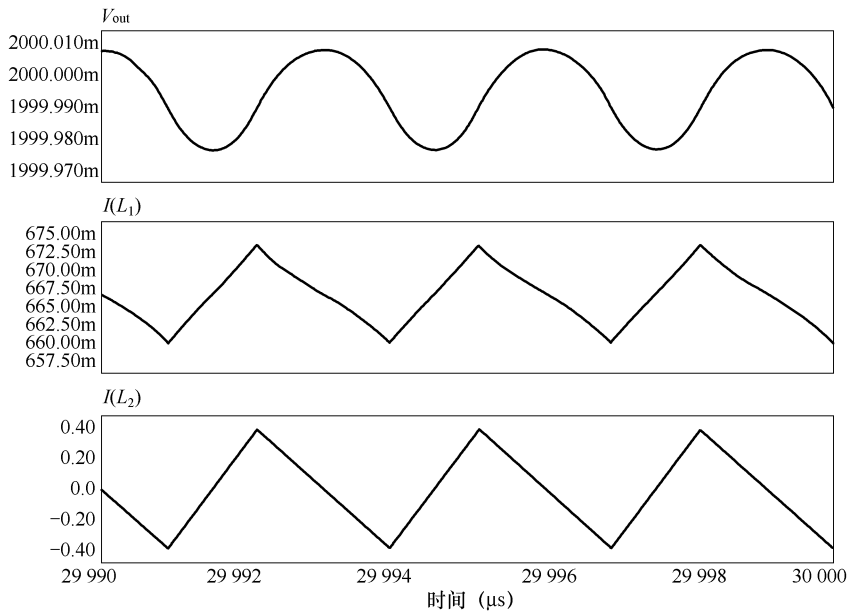


图 2.15 含有耦合电感的 Buck 变换器的电压和电感电流波形

2.5 Boost 变换器

Boost 变换器能够提供比输入电压更高的输出电压，因此又称为冲击线圈变换器（RCC）或升压变换器。图 2.16 所示为采用功率 MOSFET 作为开关管的 Boost 变换器电路。

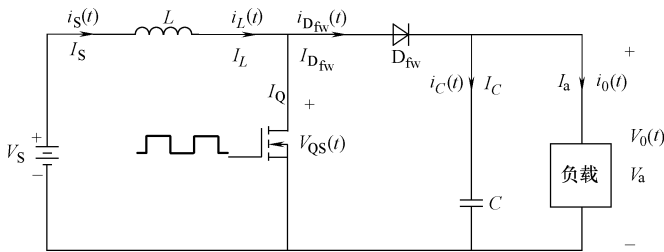


图 2.16 Boost 变换器电路图

它的开关波形如图 2.17 所示。Boost 变换器的工作原理，根据开关管的状态也可以分为 2 个模式。与 Buck 变换器类似，Boost 变换器也可以工作在连续或断续模式下。

2.5.1 连续模式

模式1 ($0 < t \leq t_{\text{on}}$)

开关管 Q_S 在 $t = 0$ 时开通进入模式 1，在 $t = t_{\text{on}}$ 时模式 1 终止。模式 1 的等效电路如图 2.18 所示。

由于开关管 Q_S 上的电压降小于输出电压，二极管 D_{fw} 反向偏置。电感电流 $i_L(t)$ 在时间 t_{on} 内由 I_1 增长至 I_2

$$V_S = L \frac{I_2 - I_1}{t_{\text{on}}} = L \frac{\Delta I}{t_{\text{on}}} \quad (2.42)$$

这个阶段的持续时间 t_{on} 可以表示为

$$t_{\text{on}} = L \frac{\Delta I}{V_S} \quad (2.43)$$

电感中的储能为

$$E = \frac{1}{2} L (\Delta I)^2 = \frac{1}{2L} V_S^2 t_{\text{on}}^2 \quad (2.44)$$

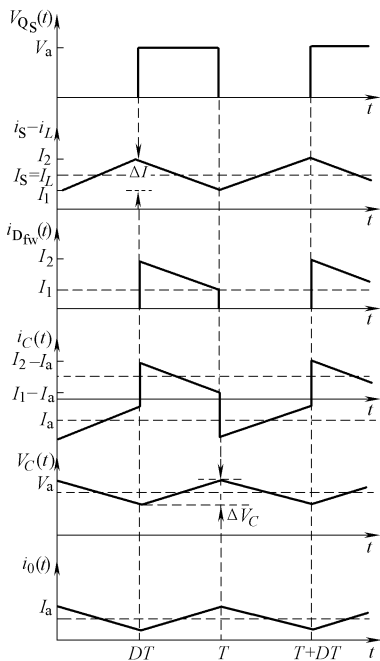


图 2.17 Boost 变换器的开关波形

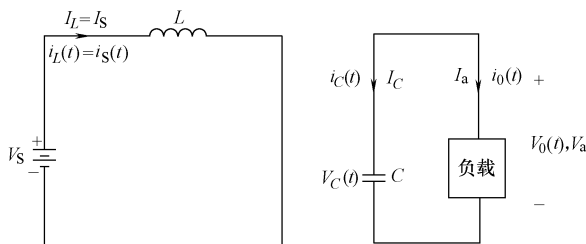


图 2.18 Boost 变换器模式 1 的等效电路 ($0 < t \leq t_{\text{on}}$)

此阶段的输出电流完全由输出电容 C 提供，此电容须足够大，以保证在开通阶段 t_{on} 内能够提供负载电流，并保持输出电流的下降程度在一定限度内。

模式2 ($t_{\text{on}} < t \leq T$)

当开关管 Q_S 在 $t = t_{\text{on}}$ 时关断，进入模式 2，等效电路如图 2.19 所示。由于电感电流不能突变，电感上的电压极性立刻反向以维持电流为常值。而流过开关管 Q_S 的电流将依次流过 L 、 C 、二极管 D_{fw} 和负载。电感电流开始下降，直至下个周期开始时开关管关断。电感释放其储能，通过二极管 D_{fw} 为电容 C 充电至一个高于输入

电压 V_S 的水平。这些能量将提供输出电流，并且把电容 C 在上一阶段独立为负载供电所释放的能量重新补足。电感上的电压降为 $(V_S - V_a)$ ，其电流在时间 t_{off} 内由 I_2 线性减小至 I_1

$$V_S - V_a = L \frac{I_2 - I_1}{t_{\text{off}}} \quad (2.45)$$

或

$$V_S - V_a = L \frac{\Delta I}{t_{\text{off}}} \quad (2.46)$$

此阶段持续时间 t_{off} 的表达式为

$$t_{\text{off}} = L \frac{\Delta I}{V_S - V_a} \quad (2.47)$$

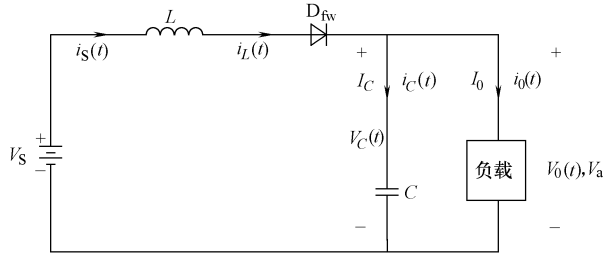


图 2.19 Boost 变换器模式 2 的等效电路 ($t_{\text{on}} < t \leq T$)

由于稳态工作时，峰-峰值电流 ΔI 在 t_{on} 和 t_{off} 内的变化值相同，从式 (2.43) 与式 (2.47) 可推得

$$\Delta I = \frac{V_S t_{\text{on}}}{L} = \frac{(V_a - V_S) t_{\text{off}}}{L} \quad (2.48)$$

把 $t_{\text{on}} = DT$ 和 $t_{\text{off}} = (1 - D)T$ 代入式 (2.47)，得

$$V_S DT = (V_a - V_S)(1 - D)T = V_a(1 - D)T - V_S(1 - D)T \quad (2.49)$$

化简得

$$V_S DT = V_a(1 - D)T - V_S T + V_S DT \quad (2.50)$$

即

$$V_S = V_a(1 - D) \quad (2.51)$$

Boost 变换器的平均输出电压 V_a 为

$$V_a = \frac{V_S}{(1 - D)} \quad (2.52)$$

因此，平均输出电压 V_a 与 $(1 - D)$ 成反比。显然，占空比不能等于 1，因为此时将没有任何能量传递给输出。不考虑 Boost 电路的损耗，那么

$$V_S I_S = V_a I_a = \frac{V_S I_a}{(1 - D)} \quad (2.53)$$

平均输入电流 I_S 的表达式为

$$I_S = \frac{I_a}{(1-D)} \quad (2.54)$$

注意平均输出电流 I_a 由于系数 $(1-D)$ 的作用而小于平均输入电流，这是因为输出功率最多只能等于输入功率。开关周期 T 为 t_{on} 与 t_{off} 的和，即

$$T = \frac{1}{f_s} = t_{on} + t_{off} = \frac{L\Delta I}{V_S} + \frac{L\Delta I}{V_a - V_S} = \frac{L\Delta I V_a}{V_S(V_a - V_S)} \quad (2.55)$$

电感电流纹波峰-峰值 ΔI 为

$$\Delta I = \frac{V_S(V_a - V_S)T}{LV_a} = V_S \frac{(V_S/(1-D)) - V_S}{f_s LV_a} \quad (2.56)$$

化简得

$$\Delta I = \frac{V_S D}{f_s L} \quad (2.57)$$

因此，电感电流峰-峰值 ΔI 的大小与开关频率 f_s 以及电感 L 成反比。比较而言，Boost 变换器的电流纹波峰-峰值 ΔI 比 Buck 变换器的要大，如图 2.20 所示。对于一个确定的 $V_S/f_s L$ 值，Buck 变换器的电流纹波峰-峰值比 Boost 变换器的电流纹波峰-峰值小，它们之间相差一个系数 $(1-D)$ 。

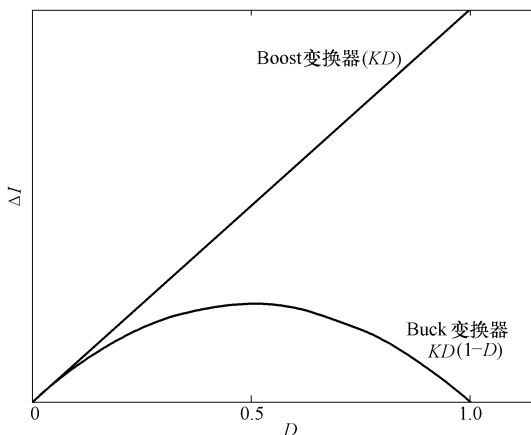


图 2.20 $K = V_S/f_s L$ 为常数时 Buck 与 Boost 变换器电感电流纹波峰-峰值与占空比的关系比较

当开关管 Q_S 开通时，在整个开通阶段由电容提供负载电流。因此，在此阶段平均电容电流 I_C 等于平均输出电流 I_a 。在关断阶段，输出电容充电。电容充电电流由初值 $I_2 - I_a$ 线性减小至终值 $I_1 - I_a$ ，如图 2.17 所示。稳态工作时，在关断阶段的电容平均充电电流必须等于在开通阶段的电容平均放电电流。开通阶段的电容平均电流等于平均输出电流 I_a ，因此可以求出电容纹波电压为

$$\Delta v_C = v_C - v_C(0) = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_a dt = \frac{I_a t_{on}}{C} \quad (2.58)$$

由式 (2.50) 得

$$V_a = \frac{V_S}{1-D} = \frac{V_S T}{T-DT} = \frac{V_S T}{T-t_{on}} \quad (2.59)$$

即

$$T-t_{on} = \frac{V_S T}{V_a} \quad (2.60)$$

开通时间 t_{on} 表达式为

$$t_{on} = T - \frac{V_S T}{V_a} = \frac{V_a - V_S}{f_S V_a} \quad (2.61)$$

把式 (2.61) 代入式 (2.58), 得

$$\Delta v_C = \frac{I_a (V_a - V_S)}{f_S V_a C} = \frac{I_a (V_a - V_S)}{\frac{V_S}{1-D} f_S C} \quad (2.62)$$

化简得

$$\Delta v_C = \frac{\frac{I_a (V_a - V_S + DV_S)}{1-D}}{\frac{V_S}{1-D} f_S C} = \frac{I_a D}{f_S C} \quad (2.63)$$

输出纹波电压峰-峰值 Δv_0 等于电容纹波电压峰-峰值 Δv_C 。很显然, 可以通过增大开关频率或输出电容值来减小 Δv_0 。电感起储能作用, 而不是作为输出滤波器的一部分。因此, Boost 变换器的输出电压纹波峰-峰值通常要比 Buck 变换器的大。

2.5.2 断续模式

如果在开关管 Q_S 下次开通之前, 电感中的电流就已经下降到零, 则称 Boost 电路工作在断续模式。假设输入功率等于输出功率, 可以推导出临界电感 L_C 为

$$V_S I_S = \frac{V_a^2}{R} \quad (2.64)$$

平均电感电流为

$$I_L = \frac{\Delta I}{2} = \frac{V_S D}{2 f_S L_C} \quad (2.65)$$

由于平均输入电流 I_S 也等于平均电感电流 I_L , 那么

$$V_S \frac{V_S D}{2 f_S L_C} = \frac{V_a^2}{R} \quad (2.66)$$

则临界电感值 L_C 为

$$L_C = \frac{RD(1-D)^2}{2f_s} \quad (2.67)$$

如果负载电阻 R 大于临界电阻 R_C ，Boost 变换器将工作在断续模式

$$R_C = \frac{R_{\text{nom}}}{D(1-D)^2} \quad (2.68)$$

这里 R_{nom} 是设计参数^[6]，其值等于 $2f_s L$ 。

图 2.21 所示为 Boost 变换器工作在断续模式下模式 2 的等效电路。Boost 变换器在断续工作模式下的电压转换比可以通过电感上的伏秒平衡关系得到。如图 2.22 所示，在 DT 和 $D_2 T$ 阶段电感上的压降分别为 V_S 和 $(V_a - V_S)$ 。因此

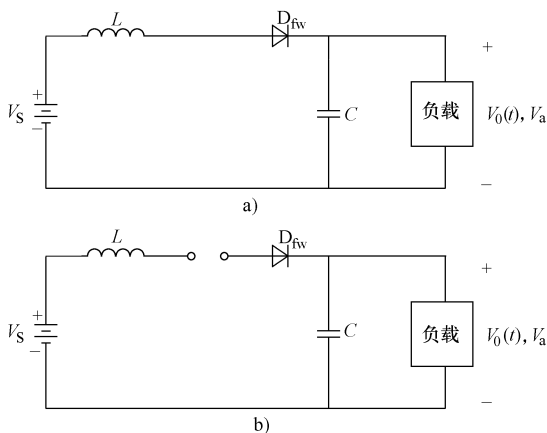


图 2.21 Boost 变换器工作在断续模式下模式 2 的等效电路

a) $t_{\text{on}} < t \leq t_2$ b) $t_2 < t \leq T$

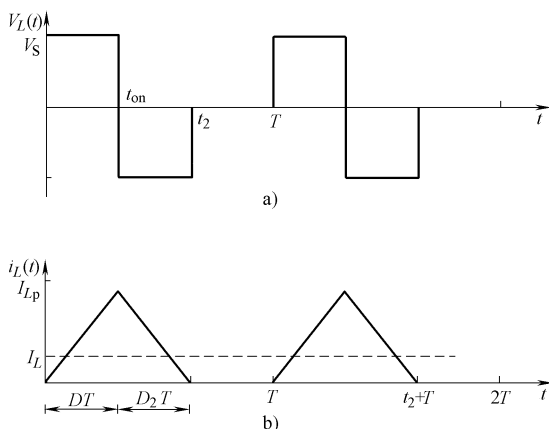


图 2.22 Boost 变换器工作在断续模式下电感上的电压波形与电流波形

a) 电压波形 b) 电流波形

$$V_S D - (V_a - V_S) D_2 = 0 \quad (2.69)$$

这里 D_2 定义为 $(t_2 - t_{on})/T$ 。

在 Boost 变换器中, 平均输入电流 I_S 等于平均电感电流 I_L , 这里

$$I_L = \frac{I_{Lp}}{2} = \frac{V_S D}{2f_S L} \quad (2.70)$$

$$I_a = \frac{1}{T} \int_{t_{on}}^{t_2} I_L dt = \frac{t_2 - t_{on}}{T} I_L \quad (2.71)$$

平均输出电流 I_a 与平均电感电流 I_L 之间相差一个系数 D_2 , 即

$$I_a = \frac{V_a}{R} = I_L D_2 \quad (2.72)$$

把式 (2.70) 和式 (2.72) 代入式 (2.69), 可以得到一个二次方程

$$V_a^2 - V_S V_a - \frac{V_S^2 D L_C}{L(1-D)^2} = 0 \quad (2.73)$$

解这个二次方程, 可以得到工作在断续模式下的开环电压转换比 V_a/V_S 为

$$\frac{V_a}{V_S} = \frac{1 + \sqrt{1 + (4DL_C/L(1-D)^2)}}{2}, L \leq L_C \quad (2.74)$$

图 2.23 所示为 Boost 变换器工作在连续和断续模式下开环电压转换比与占空比之间的关系曲线。

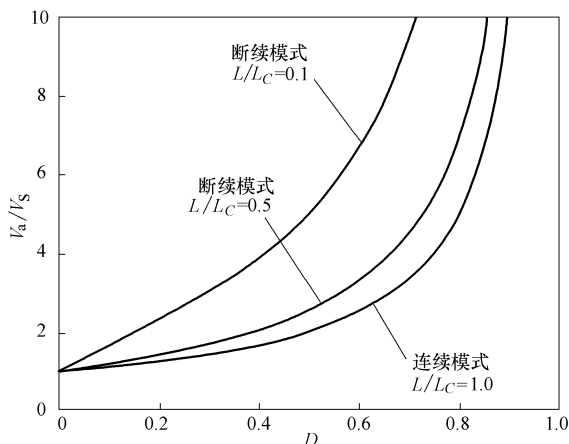


图 2.23 Boost 变换器工作在连续和断续模式下开环电压转换比与占空比的关系

如图 2.23 所示, 两种工作模式的电压转换性能仅仅在平均输出电压的增长速率上有些不同。在断续工作模式下的电压转换比增长速率远高于连续工作模式。因此, 与连续工作模式相比, Boost 变换器工作在断续模式下可以用较小的占空比得到较高的平均输出电压。工作在断续模式的 Boost 变换器的开关波形如图 2.24 所示。

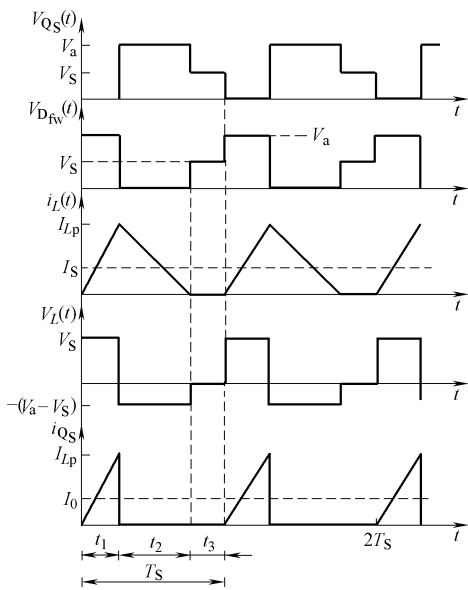


图2.24 工作在断续模式的 Boost 变换器的开关波形

Boost 变换器的输入电流是连续的。上电开通时，会有一个幅值几倍于稳态输入电流的冲击电流流过开关管，因此选择的开关管要能承受启动时的电流应力。另外，限制冲击电流来保证输入电感不饱和也是非常重要的。否则，由于只有电源内阻和寄生电阻的限制，会有更大的冲击电流流过。不论是连续还是断续工作模式，输出电流通常都是脉动的。输出电压对占空比的变化非常敏感，因此，反馈电路的设计是非常关键的。当平均输出电压 V_a 大于 3 倍的输入电压 V_S 时，元件寄生电阻的影响就会很明显。Boost 变换器的输出必须连接负载，否则，输出电压会持续增大直至某个元件损坏（通常是输出电容）。如果 Boost 变换器的输出短接，仅仅减小开关管的占空比是无法限制输入电源电流的；这是因为开关管与输出不是串联在一起的。如果需要过载保护，可增加一个与输入电源串联的开关管。

2.6 Buck-Boost 变换器

Buck-Boost 变换器是 Buck 变换器与 Boost 变换器的一种特殊级联组合，它的输出电压既可以低于也可以高于输入电压，而极性与输入电压相反，因此又称反向变换器。Buck-Boost 变换器的基本电路如图 2.25 所示，它的开关波形如图 2.26 所示。

此变换器的工作根据开关管的状态也可以分为 2 个模式。根据流过电感的电流连续与否，Buck-Boost 变换器的工作原理可以分为连续和断续模式。

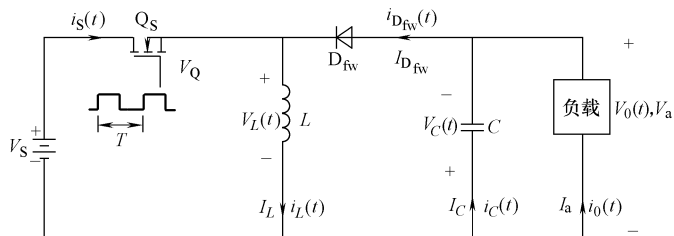


图 2.25 Buck-Boost 变换器的电路图

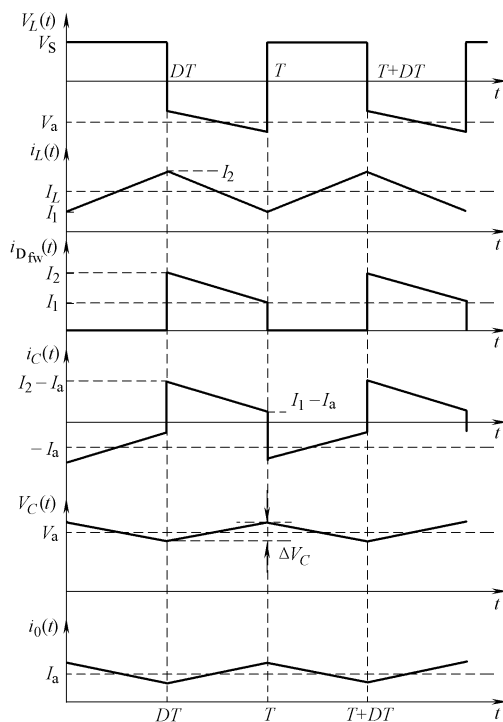


图 2.26 Buck-Boost 变换器的开关波形

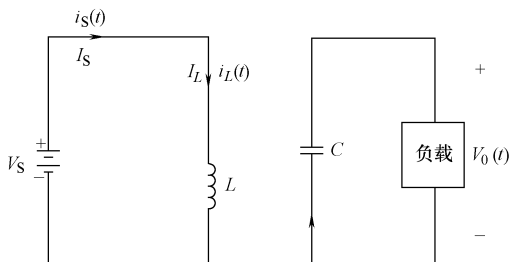
2.6.1 连续模式

模式1 ($0 < t \leq t_{on}$)

开关管 Q_S 在 $t=0$ 时开通进入模式 1。模式 1 的等效电路如图 2.27 所示。

由于开关管 Q_S 上的压降接近输入电压 V_S ，假设输出电压 $V_0(t)$ 为负极性，则二极管 D_{fw} 反向偏置。电感电流在时间 t_{on} 内由 I_1 线性增长至 I_2

$$V_S = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = L \frac{\Delta I}{t_{on}} \quad (2.75)$$


 图 2.27 Buck-Boost 变换器模式 1 的等效电路 ($0 < t \leq t_{\text{on}}$)

这个阶段的持续时间 t_{on} 可以由下式表示, 即

$$t_{\text{on}} = \frac{L\Delta I}{V_S} \quad (2.76)$$

电感中的储能为

$$E_L = \frac{1}{2}L\left(\frac{V_S t_{\text{on}}}{L}\right)^2 = \frac{1}{2L}V_S^2 t_{\text{on}}^2 \quad (2.77)$$

模式 2 ($t_{\text{on}} < t \leq T$)

当开关管 Q_S 在 $t = t_{\text{on}}$ 时刻关断, 进入模式 2, 等效电路如图 2.28 所示。

电感上的电压极性反向以维持电流不变。因此, 在关断瞬间, 流过电感的电流将依次流过 L 、 C 、二极管 D_{fw} 和负载。此电流由下往上给输出电容充电, 和前面的假设一致, 上端极性为负。电感释放其储能给负载, 电感电流开始下降, 直至下个周期开始时开关管再次开通。假设电感电流在时间 t_{off} 内由 I_2 线性减小至 I_1 , 则

$$V_a = -L \frac{\Delta I}{t_{\text{off}}} \quad (2.78)$$

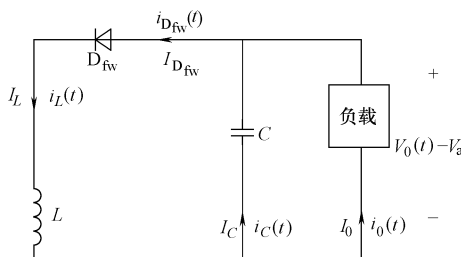
此阶段持续时间 t_{off} 可以表示为

$$t_{\text{off}} = -L \frac{\Delta I}{V_a} \quad (2.79)$$

由于稳态工作时, 电感电流纹波峰-峰值在 t_{on} 和 t_{off} 内的值相同, 由式 (2.76) 与式 (2.79) 可推得

$$\Delta I = \frac{V_S t_{\text{on}}}{L} = -\frac{V_a t_{\text{off}}}{L} \quad (2.80)$$

整理式 (2.80) 得


 图 2.28 Buck-Boost 变换器模式 2 的等效电路 ($t_{\text{on}} < t \leq T$)

$$V_S t_{\text{on}} = -V_a t_{\text{off}} \quad (2.81)$$

把 $t_{\text{on}} = DT$ 和 $t_{\text{off}} = (1 - D)T$ 代入式 (2.81), 得

$$V_S DT = -V_a (1 - D)T \quad (2.82)$$

化简得

$$V_S = \frac{-V_a (1 - D)}{D} \quad (2.83)$$

则平均输出电压 V_a 为

$$V_a = -\frac{V_S D}{1 - D} \quad (2.84)$$

可以看到, V_a 与输入电压 V_S 的极性相反。分子 D 为 Buck 变换器的输出转换系数, 而分母 $(1 - D)$ 为 Boost 变换器的输出转换系数。如果不考虑 Buck - Boost 变换器的损耗, 则输入功率 ($V_S I_S$) 等于输出功率 ($V_a I_a$)

$$V_S I_S = V_a I_a = \frac{I_a (-V_S D)}{1 - D} \quad (2.85)$$

平均输入电流 I_S 可以表示为

$$I_S = \frac{I_a D}{1 - D} \quad (2.86)$$

开关周期 T 等于 t_{on} 与 t_{off} 的和, 即

$$T = t_{\text{on}} + t_{\text{off}} = \frac{L \Delta I}{V_S} - \frac{L \Delta I}{V_a} = \frac{L \Delta I (V_a - V_S)}{V_S V_a} \quad (2.87)$$

电感电流纹波峰-峰值 ΔI 为

$$\Delta I = \frac{V_S V_a T}{L (V_a - V_S)} = \frac{V_S V_a}{f_S L (V_a - V_S)} \quad (2.88)$$

化简得

$$\Delta I = \frac{V_S [-V_S D / (1 - D)]}{f_S L [-V_S D / (1 - D) - V_S]} = \frac{V_S D}{f_S L} \quad (2.89)$$

因此, 电感电流纹波峰-峰值与 Boost 变换器类似。当开关管开通时, 输出电容在整个开通阶段提供负载电流。输出电容的平均放电电流等于 I_a 。在关断阶段, 电感释放储能为输出电容充电。在此阶段, 电容充电电流从 $I_2 - I_a$ 线性减小至 $I_1 - I_a$ 。稳态工作时, 在关断阶段的电容平均充电电流必须等于开通阶段的电容平均放电电流。电容电压纹波峰-峰值 Δv_C 可以通过对电容平均放电电流在开通阶段的积分求出

$$\Delta v_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_{\text{on}}} I_C dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_{\text{on}}} I_a dt = \frac{I_a t_{\text{on}}}{C} \quad (2.90)$$

t_{on} 可以用输入电压、开关频率和平均输出电压来表示。从式 (2.84) 出发, 由于

$t_{\text{on}} = DT$, 可知

$$V_a = -\frac{V_S(t_{\text{on}}/T)}{1 - (t_{\text{on}}/T)} = \frac{V_S(t_{\text{on}}/T)}{(t_{\text{on}}/T) - 1} \quad (2.91)$$

式 (2.91) 两边同时乘以分母, 得

$$(t_{\text{on}}/T - 1)V_a = V_S(t_{\text{on}}/T) \quad (2.92)$$

即

$$\frac{t_{\text{on}}}{T}V_a - \frac{t_{\text{on}}}{T}V_S = V_a \quad (2.93)$$

即

$$t_{\text{on}} \frac{V_S - V_a}{T} = V_a \quad (2.94)$$

导通时间 t_{on} 可以表示为

$$t_{\text{on}} = \frac{V_a T}{V_a - V_S} = \frac{V_a}{(V_a - V_S)f_S} \quad (2.95)$$

把式 (2.95) 代入式 (2.90), 有

$$\Delta v_C = \frac{I_a V_a}{(V_a - V_S)f_S C} \quad (2.96)$$

再把式 (2.85) 代入式 (2.96), 最后得到电容纹波电压峰-峰值为

$$\Delta v_C = \frac{I_a [-V_S D / (1 - D)]}{[-V_S D / (1 - D) - V_S]f_S C} = \frac{I_a D}{f_S C} \quad (2.97)$$

以上结果其实也可以由 $t_{\text{on}} = D/f_S$ 直接得到。可以看到, 输出纹波电压 Δv_o 的表达式与 Boost 变换器的非常相似, 同样可以通过增大开关频率或输出电容值来减小纹波电压。而它的输入电感也是起储能作用, 而不是输出滤波器的一部分。

2.6.2 断续模式

如果在开关管下次开通前, 流过电感的电流就已减小到零, 则称 Buck-Boost 变换器工作在断续模式。开环电路工作在连续还是断续模式由临界电感 L_C 来决定。假设输入功率等于输出功率, 可以推导出临界电感 L_C 为

$$V_S I_S = \frac{V_a^2}{R} \quad (2.98)$$

平均电感电流为

$$I_L = \frac{I_{Lp}}{2} = \frac{V_S D}{2f_S L_C} \quad (2.99)$$

由于平均输入电流 I_S 与平均电感电流 I_L 有关, 为

$$I_S = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_{\text{on}}} I_L dt = \frac{t_{\text{on}}}{T} I_L \quad (2.100)$$

即

$$I_S = I_L D \quad (2.101)$$

把式 (2.99) 代入式 (2.101), 再代入式 (2.98), 得

$$\frac{V_S^2 D^2}{2f_S L_C} = \frac{V_a^2}{R} \quad (2.102)$$

则临界电感值 L_C 为

$$L_C = \frac{RD^2 V_S^2}{2f_S V_a^2} = \frac{R(1-D)^2}{2f_S} \quad (2.103)$$

由式 (2.102) 可以导出开环电压转换比为

$$\frac{V_a^2}{V_S^2} = \frac{RD^2}{2f_S L_C} \quad (2.104)$$

即

$$\frac{V_a}{V_S} = \sqrt{\frac{RD^2}{2f_S L_C}} = D \sqrt{\frac{L_C}{L(1-D)}}, \text{ 当 } L \leq L_C \quad (2.105)$$

图 2.29 所示为 Buck-Boost 变换器工作在两种模式下开环电压转换比与占空比之间的关系曲线。如图所示, L/L_C 值越小, 电压转换比增长速度越快。因此, 与连续工作模式相比, Boost 变换器工作在断续模式下可以用同样的占空比得到较高的平均输出电压 V_a 。

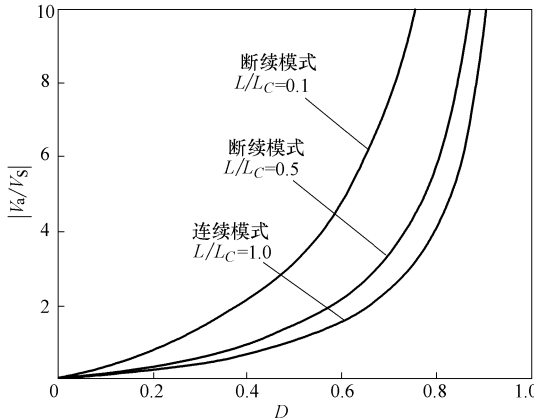


图 2.29 Buck-Boost 变换器工作在两种模式下转换比与占空比之间的关系

Buck-Boost 变换器的输出电压与输入电压的极性相反, 输入电流是脉动的。与 Boost 变换器类似, 在电路上电开通时, 开关管会流过很大的冲击电流。因此, 开关管必须能承受此开关应力。

图 2.30 中比较了 3 种变换器的电压转换比。如前所述, Buck 变换器的特点是

输入和输出电压之间是线性关系。当 Boost 和 Buck-Boost 开关变换器工作在 50% 占空比时，输出电压的快速变化给这些开关变换器的设计工作带来了稳定性方面的难题。

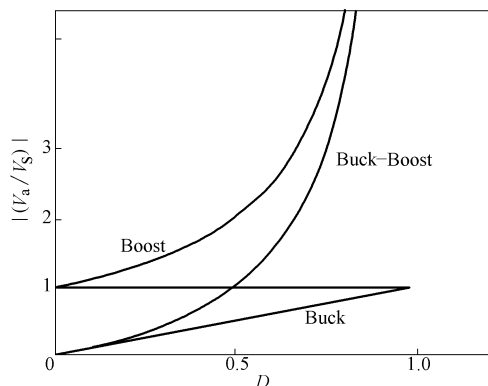


图 2.30 Buck、Boost 和 Buck-Boost 变换器的电压转换比比较

例 2.2 图 2.25 所示的 Buck-Boost 变换器，输入电压 12V，负载电阻 24Ω ，开关频率为 10kHz，电感和输出电容分别为 1mH 和 $100\mu\text{F}$ 。如果要求输出电压为输入电压的两倍，求：(a) 占空比；(b) 输出纹波电压峰-峰值；(c) 平均输入电流幅值；(d) 平均电感电流幅值；(e) 电感电流峰值。

解：

(a) 由式 (2.84) 可知，Buck-Boost 变换器的电压转换比为

$$\frac{V_a}{V_s} = -\frac{D}{1-D} = -2$$

因此，占空比 D 为 $2/3$ 。

(b) 根据欧姆定律，平均输出电流为

$$I_a = \frac{V_a}{R} = \frac{24}{24} \text{A} = 1 \text{A}$$

由式 (2.97) 可知，输出纹波电压峰峰值为

$$\Delta v_C = \frac{I_a D}{f_s C} = \frac{1 \times 2/3}{10000 \times 100 \times 10^{-6}} \text{V} = 0.667 \text{V}$$

(c) 由式 (2.86) 可知，平均输入电流为

$$I_s = \frac{I_a D}{1-D} = \frac{2/3}{1-2/3} \text{A} = 2 \text{A}$$

(d) 由式 (2.86) 和式 (2.100) 可知，平均电感电流为

$$I_L = \frac{I_a}{1-D} = \frac{1}{1-2/3} \text{A} = 3 \text{A}$$

(e) 由式 (2.89) 可知, 电感纹波电流峰-峰值为

$$\Delta I = \frac{V_S D}{f_S L} = \frac{12 \times 2/3}{10\,000 \times 0.001} \text{A} = 0.8 \text{A}$$

电感电流峰值为

$$I_{L,\text{peak}} = I_L + \frac{\Delta I}{2} = \left(3 + \frac{0.8}{2}\right) \text{A} = 3.4 \text{A}$$

2.7 Cûk 变换器

Cûk 变换器^[12]可以看做是 Boost 变换器和 Buck 变换器的串联组合, 它的特点为: 输出 Boost 电容作为 Buck 部分的能量源, 两个部分共用开关元件^[13], 如图 2.31 所示。

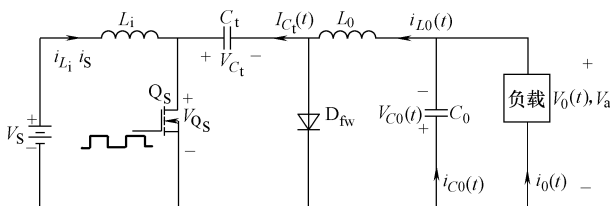


图 2.31 Cûk 变换器电路原理图

它的输出电压可以高于或者低于输入电压, 并且极性与输入电压相反。它可以看作是由 Buck-Boost 变换器派生的电路, 只是输入与输出之间的能量传递是通过电容, 而不是 Buck-Boost 电路中的电感。其开关波形如图 2.32 所示。需要注意的是流过输出电容的电流 $i_{C_0}(t)$, 其波形方向与习惯是相反的。

Cûk 变换器的工作原理, 根据开关管动作可以分为两个模式。下面讨论 Cûk 变换器在连续模式下的工作原理。

模式1 ($0 < t \leq t_{\text{on}}$)

开关管 Q_S 在 $t=0$ 时开通进入模式 1。模式 1 的等效电路如图 2.33 所示。流过输入电感 L_i 的电流增大, 同时能量传输电容 C_t 上的电压使二极管 D_{fw} 反向偏置而截止。 C_t 通过由 C_t , C_0 , L_0 和负载组成的回路释放能量。如果输入电感 L_i 的电流在时间 t_{on} 内由 $I_{L_{i1}}$ 线性增长至 $I_{L_{i2}}$

$$V_S = L_i \frac{I_{L_{i2}} - I_{L_{i1}}}{t_{\text{on}}} = L_i \frac{\Delta I_{L_i}}{t_{\text{on}}} \quad (2.106)$$

这个阶段的持续时间 t_{on} 可以表示为

$$t_{\text{on}} = \frac{L_i \Delta I_{L_i}}{V_S} \quad (2.107)$$

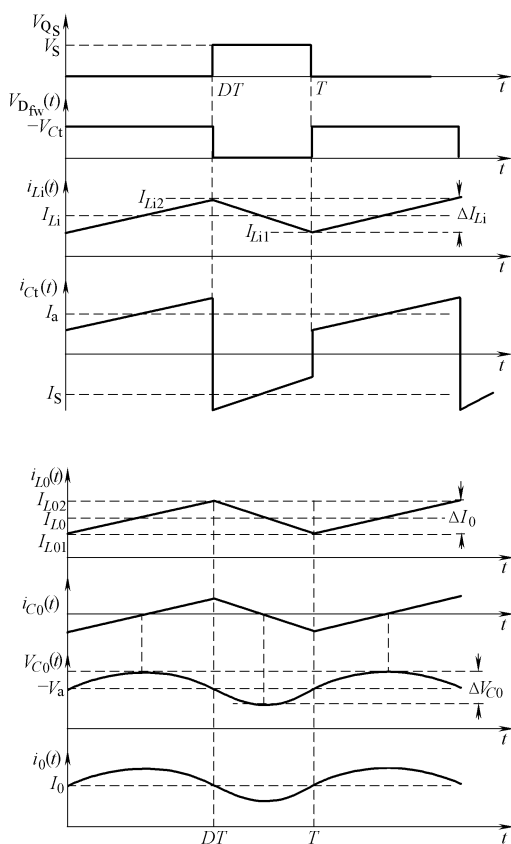
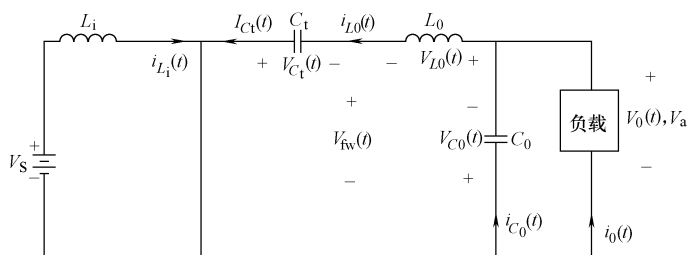


图 2.32 Cuk 变换器的工作波形


 图 2.33 Cuk 变换器模式 1 的等效电路 ($0 < t \leq t_{on}$)

由于 C_t 放电, 输出电感电流 I_0 在时间 t_{on} 内由 I_{L01} 线性增长至 I_{L02}

$$V_{C_t} + V_a = \frac{L_0 (I_{L02} - I_{L01})}{t_{on}} \quad (2.108)$$

因此, 持续时间 t_{on} 可以表示为

$$t_{\text{on}} = \frac{L_0 \Delta I_{L_0}}{V_{C_t} - V_a} \quad (2.109)$$

模式2 ($t_{\text{on}} < t \leq T$)

当开关管 Q_S 在 $t = t_{\text{on}}$ 时刻关断, 进入模式 2。电感上的电压极性反向以维持电流不出现中断, 由于阳极电位高于阴极, 二极管 D_{fw} 正偏导通。等效电路如图 2.34 所示。

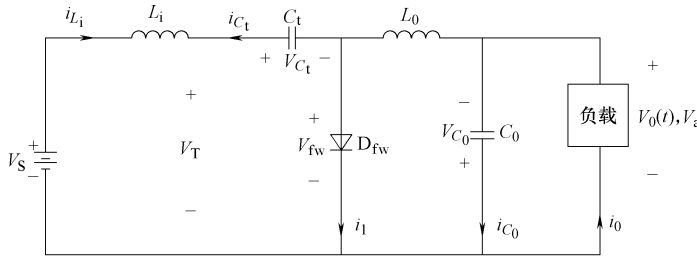


图 2.34 Cuk 变换器模式 2 的等效电路 ($t_{\text{on}} < t \leq T$)

电源电压 V_S 与输入电感 L_i 的储能为能量传输电容 C_t 充电。负载电流 $i_0(t)$ 现在由输出电感 L_0 与输出电容 C_0 的储能来供电。输入电感电流 L_i 在时间 t_{off} 内由 $I_{L_{12}}$ 线性减小至 $I_{L_{11}}$

$$V_S - V_{C_t} = L_i \frac{\Delta I_{L_i}}{t_{\text{off}}} \quad (2.110)$$

此阶段持续时间 t_{off} 可以表示为

$$t_{\text{off}} = L_i \frac{\Delta I_{L_i}}{V_S - V_{C_t}} \quad (2.111)$$

这里 V_{C_t} 为 C_t 上平均电压。同时, 输出电感电流在时间 t_{off} 内由 $I_{L_{02}}$ 线性减小至 $I_{L_{01}}$, 因此

$$V_a = - \frac{L_0 \Delta I_{L_0}}{t_{\text{off}}} \quad (2.112)$$

这个阶段的持续时间 t_{off} 也可以表示为

$$t_{\text{off}} = - \frac{L_0 \Delta I_{L_0}}{V_a} \quad (2.113)$$

由式 (2.107) 和式 (2.111) 可以导出输入电感电流纹波峰-峰值为

$$\Delta I_{L_i} = \frac{V_S t_{\text{on}}}{L_i} = \frac{(V_S - V_{C_t}) t_{\text{off}}}{L_i} \quad (2.114)$$

把 $t_{\text{on}} = DT$ 和 $t_{\text{off}} = (1 - D) T$ 代入式 (2.114), 并解出 V_{C_t} 得

$$V_{C_t} = \frac{V_S(1-2D)}{1-D} \quad (2.115)$$

能量传输电容以电场的形式储能，它存储的静电能量为

$$E_C = \frac{1}{2}C_t V_{C_t}^2 = \frac{1}{2}C_t \frac{V_S^2(1-2D)^2}{(1-D)^2} \quad (2.116)$$

由式 (2.108) 和式 (2.112) 可以导出输出电感纹波电流峰-峰值 ΔI_{L_0} 为

$$\Delta I_{L_0} = \frac{(V_{C_t} - V_a)t_{on}}{L_0} = -\frac{V_a t_{off}}{L_0} \quad (2.117)$$

把 $t_{on} = DT$ 和 $t_{off} = (1-D)T$ 代入式 (2.117) 得

$$V_{C_t} = -\frac{V_a(1-2D)}{D} \quad (2.118)$$

根据式 (2.115) 和式 (2.118)，有

$$\frac{V_S(1-2D)}{1-D} = -\frac{V_a(1-2D)}{D} \quad (2.119)$$

平均输出电压 V_a 为

$$V_a = \frac{-DV_S}{1-D} \quad (2.120)$$

它与 Buck-Boost 变换器的平均输出电压公式很相似。假设 Cuk 变换器是无损的，则输入功率等于输出功率，那么

$$V_S I_S = V_a I_a = \frac{-DV_S}{1-D} I_a \quad (2.121)$$

平均输入电流 I_S 为

$$I_S = \frac{-D}{1-D} I_a \quad (2.122)$$

这也与 Buck-Boost 变换器的平均输入电流公式很相似。根据式 (2.107) 和式 (2.111)，开关周期 T 等于 t_{on} 与 t_{off} 的和，即

$$T = \frac{1}{f_S} = t_{on} + t_{off} = \frac{L_i \Delta I_{L_i}}{V_S} + \frac{L_i \Delta I_{L_i}}{V_S - V_{C_t}} \quad (2.123)$$

化简得

$$T = \frac{L_i(2V_S - V_{C_t})\Delta I_{L_i}}{V_S(V_S - V_{C_t})} \quad (2.124)$$

输入电感纹波电流峰-峰值 ΔI_{L_i} 可以由式 (2.124) 得

$$\Delta I_{L_i} = \frac{V_S(V_S - V_{C_t})}{f_S L_i(2V_S - V_{C_t})} \quad (2.125)$$

化简得

$$\Delta I_{L_i} = \frac{V_S D}{f_S L_i} \quad (2.126)$$

因此, 输入电感纹波电流峰-峰值与开关频率和输入电感值成反比。根据式 (2.109) 和式 (2.113), 开关周期 T 为

$$T = \frac{L_0 (2V_a - V_{C_i}) \Delta I_{L_0}}{V_a (V_{C_i} - V_a)} \quad (2.127)$$

而输出电感纹波电流峰-峰值为

$$\Delta I_{L_0} = \frac{V_a (V_{C_i} - V_a)}{f_S L_0 (2V_a - V_{C_i})} \quad (2.128)$$

即

$$\Delta I_{L_0} = \frac{-V_a (1 - D)}{f_S L_0} = \frac{DV_S}{f_S L_0} \quad (2.129)$$

因此, 输出电感纹波电流峰-峰值 ΔI_{L_0} 也与开关频率和输出电感值 L_0 成反比。

当开关晶体管 Q_S 开通时, 能量传递电容 C_i 向 L_0 、 C_0 和负载释放储能。放电电流由 $I_{L_{01}}$ 增大到 $I_{L_{02}}$ 。 C_i 的平均放电电流 I_{C_i} 等于平均输出电流 I_a 。在关断阶段, 能量传输电容由电源以及输入电感中的储能来充电。充电电流由 $I_{L_{i2}}$ 减小到 $I_{L_{i1}}$ 。因此, 平均充电电流 I_{C_i} 等于平均输入电流 I_S 。稳态下, 能量传输电容的充电电流和放电电流分别与充、放电时间的乘积必然相等。能量传输电容的纹波电压峰-峰值 Δv_{C_i} 为

$$\Delta v_{C_i} = \frac{1}{C_i} \int_0^{t_{\text{off}}} I_{C_i} dt = \frac{1}{C_i} \int_0^{t_{\text{off}}} I_S dt = \frac{I_S t_{\text{off}}}{C_i} \quad (2.130)$$

由于 $t_{\text{off}} = (1 - D)T$, $T = 1/f_S$, 则

$$t_{\text{off}} = \frac{(1 - D)}{f_S} \quad (2.131)$$

电容纹波电压峰-峰值为

$$\Delta v_{C_i} = \frac{I_S (1 - D)}{f_S C_i} \quad (2.132)$$

因此, 能量传输电容的纹波电压峰-峰值 Δv_{C_i} 与平均输入电流 I_S 成正比, 与开关频率和电容值成反比。假设负载纹波电流峰-峰值 Δi_0 可以忽略, 那么 $\Delta i_{L_0} = \Delta i_{C_0}$ 。流通时间为 $T/2$ 的输出电容 C_0 的平均充电电流 $I_{C_0} = (\Delta I_{L_0}/4)$ 。因此

$$\Delta v_{C_0} = \frac{1}{C_0} \int_0^{T/2} I_{C_0} dt = \frac{1}{C_0} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_{L_0}}{4} dt = \frac{T \Delta I_{L_0}}{8 C_0} = \frac{\Delta I_{L_0}}{8 f_S C_0} \quad (2.133)$$

即

$$\Delta v_{C_0} = -\frac{V_a (1 - D)}{8 C_0 L_0 f^2} = \frac{DV_S}{8 C_0 L_0 f_S^2} \quad (2.134)$$

由于输出电容直接与负载并联, 输出纹波电压峰-峰值 Δv_0 等于输出电容纹波电压峰-峰值 Δv_{C_0} 。因为输出纹波电压与开关频率的二次方成反比, 所以减小输出纹波电压最有效的方法就是提高开关频率。

Cûk 变换器的输入和输出电流均连续, 这样就减轻了 EMI 的问题。Cûk 变换器的输出纹波电压和电流比 Buck-Boost 变换器的要小得多。由于 Cûk 变换器的容性储能比 Buck-Boost 变换器的感性储能效率更高, 使得输出滤波电感 L_0 和能量传输电容都很小, 于是 Cûk 变换器比 Buck-Boost 变换器体积和重量都减小很多。Cûk 变换器的开关管和续流二极管均需要承受流过输入电感和输出电感的电流。表面上看似乎 Cûk 变换器比传统的 Buck-Boost 变换器直流损耗更高; 而实际上, 在理想情况下当输入输出电感的寄生电阻可以忽略时, 两种开关变换器具有相同的直流导通损耗^[14]。而且, 当元件值和输出标准一致时, Cûk 变换器比传统的 Buck-Boost 变换器效率高很多。另外, 如果在 Cûk 变换器中采用耦合电感技术, 可以减小输出电流纹波以及输出开关纹波^[15]。

例 2.3 图 2.31 所示的 Cûk 变换器, 输入电压 48V, 开关频率 64kHz, 平均输出电压幅值为 36V, 负载电阻 9Ω , 能量传输电容的最大纹波电压 0.5V。如果 $L_i = 10\text{mH}$, $L_0 = 1\text{mH}$, $C_0 = 100\mu\text{F}$, 求: (a) 占空比; (b) 能量传输电容 C_t 的值; (c) L_i 中的电流纹波峰-峰值。

解:

(a) 根据式 (2.120) 可知, 占空比为

$$D = \frac{V_a/V_S}{(1 + V_a/V_S)} = \frac{36/48}{(1 + 36/48)} = 0.429$$

(b) 根据欧姆定律可知, 平均输出电流为

$$I_a = \frac{V_a}{R} = \frac{36}{9}\text{A} = 4\text{A}$$

再根据式 (2.122) 可知, 平均输入电流为

$$I_S = \frac{D}{1-D} I_a = \frac{0.429 \times 4}{1-0.429}\text{A} = 3\text{A}$$

因而可以根据式 (2.132) 求出能量传输电容的值为

$$C_t = \frac{I_S(1-D)}{f_S \Delta v_{C_t}} = \frac{3 \times (1-0.429)}{64\,000 \times 0.5}\mu\text{F} \approx 53.5^\ominus \mu\text{F}$$

(c) 由式 (2.114) 可知, L_i 中电流纹波峰-峰值为

$$\Delta I_{L_i} = \frac{V_S t_{\text{on}}}{L_i} = \frac{48 \times 0.429/64\,000}{10 \times 10^{-3}}\text{A} \approx 0.032\text{A}$$

[⊖] 原书误为 53.6。——译者注

2.8 SEPIC 变换器

SEPIC 是单端初级绕组电感变换器的缩写。SEPIC 变换器是非反向的 DC - DC 开关变换器, 输出电压可比输入电压小也可比输入电压大。因此, SEPIC 变换器与 Cuk 以及 Buck - Boost 变换器相比的优势是具有非反向的输出电压。SEPIC 变换器适用于分布式电力系统、电池充电器、功率因数校正 (PFC) 以及电池供电 (电池电压即可高于也可低于期望的输出电压) 领域^[16,17]。例如, 在汽车应用领域, 输出直流母线 12V 的电压可由电压在 4V 到 40V 之间变化的电池组源提供, SEPIC 变换器可以在输入电压范围内调整其输出电压, 以驱动汽车电子产品。

如图 2.35 所示, 与 Cuk 变换器类似, SEPIC 变换器由两个电感和两个电容, 一个受控开关管和一个二极管组成。由于在一个开关周期内, 两个电感上的电压自始至终相同, 因此像 Cuk 变换器一样, 这两个电感可以绕在同一个磁心上^[18]。一对耦合电感和两个单独的电感相比占据面积小, 成本少。能量转换电容 C_1 (也被称为 SEPIC 电容) 在输入和输出之间阻断直流, 因此在负载短路时可提供保护。值得注意的是, 当开关永久关断时, 输出降到 0V, 因此也提供一定保护。与 Boost 和 Cuk 变换器类似, 输入电感降低了电源的电流纹波和 EMI。

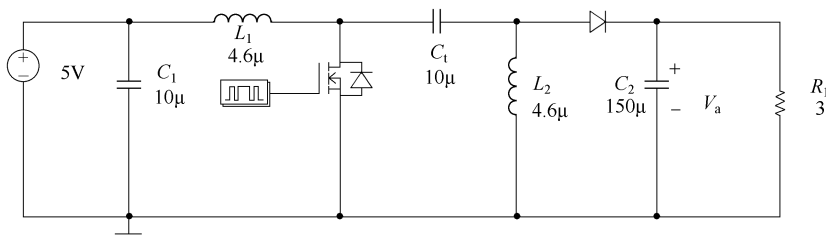


图 2.35 SEPIC 变换器

2.8.1 连续模式

如果在整个开关周期内电流都流过电感 L_1 , 那么 SEPIC 变换器处在连续模式。图 2.36 所示为 SEPIC 变换器工作在连续模式时的等效电路。其仿真开关波形如图 2.37 所示。

在稳态时, 电感两端的平均电压为零。因此, 电容 C_1 两端平均电压 V_{C_1} 等于输入电压 V_s 。由于电容 C_1 阻断输入和输出之间的直流, 因此通过 C_2 的平均电流为零, 则通过电感 L_2 的平均电流 I_{L_2} 与平均负载电流相等。

当功率开关导通时 (图 2.36a), 输入电压源 V_s 给输入电感 L_1 充电。输出电感 L_2 由能量转换电容 C_1 充电, 同时输出电容 C_2 放电并提供负载电流。当功率开

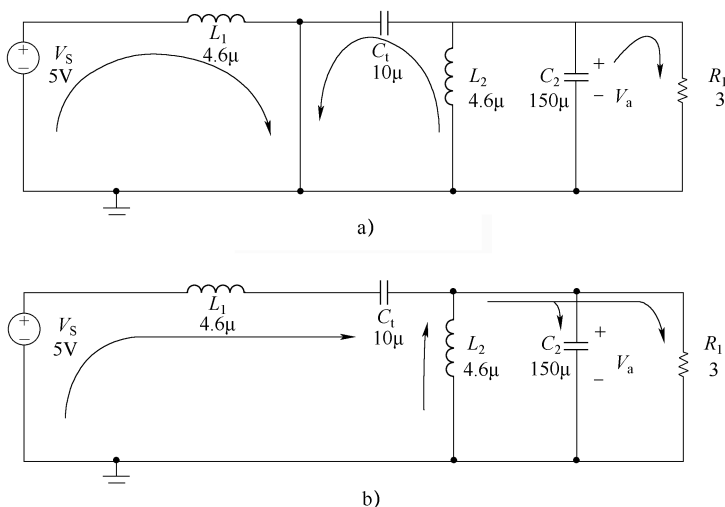


图 2.36 SEPIC 变换器连续模式等效电路

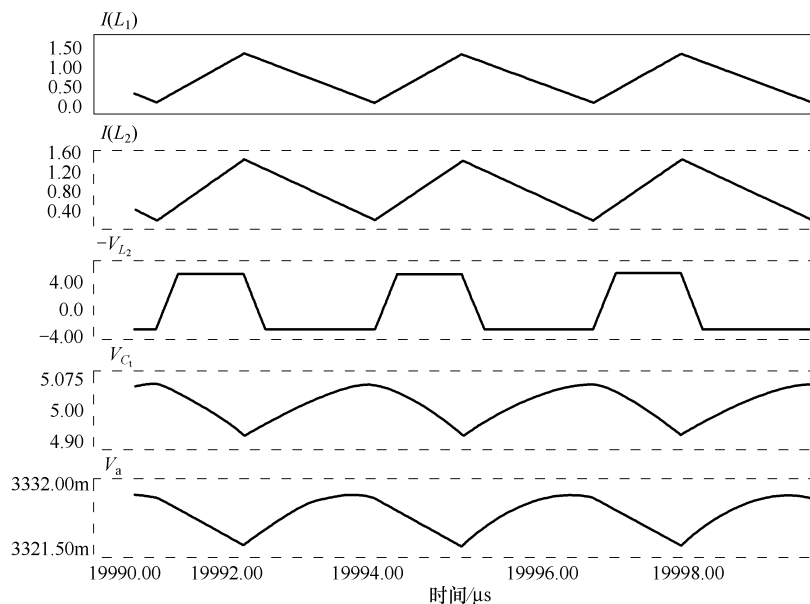
 a) 在 t_{on} 时间段内的等效电路 b) 在 t_{off} 时间段内的等效电路


图 2.37 连续模式下 SEPIC 变换器的仿真开关波形

关断时，电流 I_{C_1} 与电流 I_{L_1} 相等。如图 2.36b 所示，电感 L_1 给电容 C_1 和 C_2 充电，同时提供负载电流。电感 L_2 以恒定斜率 $-V_a$ 放电，并提供负载电流并给电容 C_2 充电。在关断 t_{off} 时间段内，功率从两个电感 L_2 和 L_1 向负载传递。

在导通 t_{on} 时间段内，两个电感电压分别为 $v_{L_1} = V_S$ ， $v_{L_2} = V_{C_1} = V_S$ 。在 t_{off} 期

间, 两个电感两端电压分别为 $v_{L1} = -V_a$, $v_{L2} = -V_a$ 。由于两个电感在 t_{on} 和 t_{off} 时间段内两端电压相同, 所以可以对两个电感中的任意一个利用伏秒平衡原理计算电压转换比:

$$V_S D - V_a (1 - D) = 0 \quad (2.135)$$

$$\text{即} \quad \frac{V_S}{V_a} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.136)$$

由此可见, SEPIC 变换器的电压转换比与 Buck-Boost 和 Cuk 变换器类似, 但是输出极性没有反转。

2.8.2 设计要素

由于两个电感 L_1 和 L_2 的瞬时电压相等, 所以它们可以绕在有附加磁通相同的同一个磁心上^[18]。因此它们的纹波电流幅值相等。SEPIC 电容 C_1 虽然隔断直流电流, 但是为了给输出传递能量, 其交流纹波相对较大。因此, SEPIC 变换器主要应用在流过能量转换电容的电流有效值相对较小 (由于电容技术的限制) 的中低功率领域^[19,20]。通常能量转换电容 C_1 的值与输出电容 C_2 相当。然而, 能量转换电容 C_1 的额定电压必须大于最大的输入电压。 C_1 最好选用钽电容或陶瓷电容。输入电容 C_1 需要减小寄生电感和电源内部电阻的影响。由于电感 L_1 在很大程度上减小了输入电流的纹波, 所以 C_1 的值通常比输出电容 C_2 小一个数量级。在开关每次导通时输出电容 C_2 都要承受一次脉冲电流, 因此 SEPIC 变换器的噪声要比 Buck 变换器的大。低 ESR 电容可以使输出电压的纹波更低。和 Cuk 变换器相似, SEPIC 变换器是四阶开关变换器。因此, 变换器的闭环控制比二阶变换器 (如 Buck-Boost 变换器) 更困难。然而, 使用电流模式控制可以降低 SEPIC 变换器的阶数。

2.9 Zeta 变换器

Zeta 变换器^[21,22]与 Cuk 变换器和 SEPIC 变换器类似, 都是由一个开关 (Q_S), 一个二极管 (D_{fw}), 两个电感 (L_1 和 L_2) 以及两个电容 (C_1 和 C_2) 构成。其电路原理图如图 2.38 所示。与 SEPIC 变换器类似, Zeta 变换器既可以升压又可以降

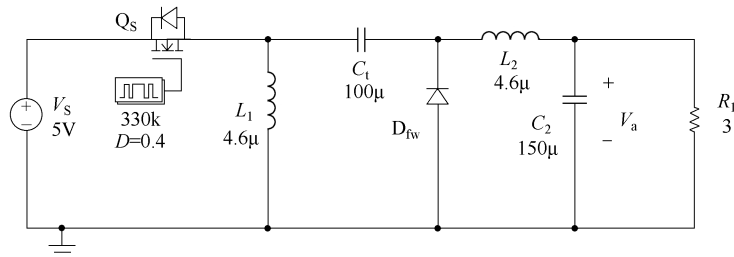


图 2.38 Zeta 变换器

压,且输出极性不反向。由于有4个非耦合的储能元件 (L_1 , L_2 , C_1 和 C_2), Zeta变换器是四阶变换器。Zeta变换器用在电池充电器,功率因数控制器,汽车以及可再生能源领域。

电流连续导通模式的两个等效电路图如图2.39所示。当MOSFET开关导通时 ($t_{\text{on}} = DT$), 流过电感 L_1 和 L_2 的电流由电源 V_S 提供。如图2.40所示, 电感电流 I_{L_1} 和 I_{L_2} 线性增加。此时间间隔内为充电模式。当MOSFET开关关断时 ($t_{\text{off}} = (1-D)T$), 电感 L_1 和 L_2 将存储的能量释放到电容 C_1 , C_2 和负载中。如图2.40所示, 电感电流 I_{L_1} 和 I_{L_2} 线性减小。在此时间间隔内为放电模式。

稳态时, 电感 L_1 和 L_2 两端的平均电压为零。电容 C_1 和 C_2 两端平均电压与输出电压 V_a 相等。在 t_{on} 期间, 电感 L_1 两端的电压为 V_S 。因此, 电感电流 I_{L_1} 以斜率 V_S/L_1 线性增加。

因此

$$\Delta I_{L_1} = t_{\text{on}} \frac{V_S}{L_1} \quad (2.137)$$

类似地, 电感 L_2 两端电压为 V_S 。因此两电感 L_1 和 L_2 上的电流纹波相似。在 t_{off} 期间, 电感 L_1 两端的电压为 $-V_a$ 。电感电流 I_{L_1} 以斜率 V_a/L_1 线性减小。因此

$$\Delta I_{L_1} = -t_{\text{off}} \frac{V_a}{L_1} \quad (2.138)$$

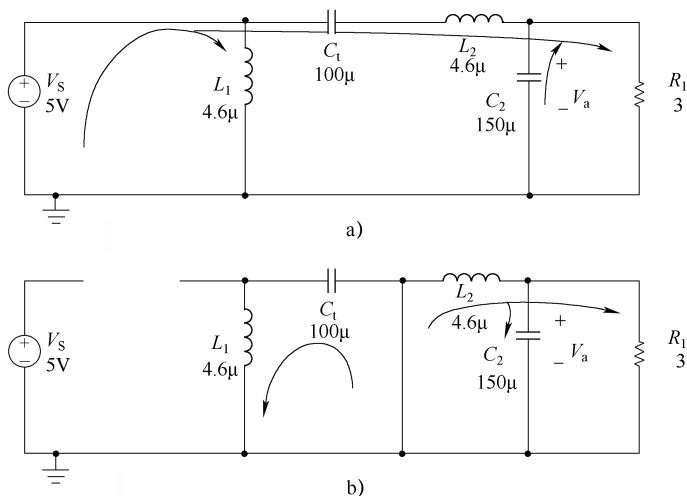


图2.39 CCM模式的Zeta变换器等效电路

a) t_{on} 期间等效电路 b) t_{off} 期间等效电路

电感 L_2 两端电压也等于 V_a 。因此, 两个电感 L_1 和 L_2 的电流纹波相同。与Cuk变换器和SEPIC变换器类似, Zeta变换器中的电感 L_1 和 L_2 承受的瞬时电压相

同。因此，他们可以绕在同一个磁心上以减小电感 L_2 上的纹波。对两个电感中的任意一个使用伏秒平衡可以计算电压变换比

$$V_S t_{\text{on}} - V_a t_{\text{off}} = 0 \quad (2.139)$$

即

$$\frac{V_a}{V_S} = \frac{D}{1-D} \quad (2.140)$$

在 t_{on} 期间的平均电流 I_S 为

$$I_S = I_{L_1} \frac{t_{\text{on}}}{T} \quad (2.141)$$

电感 L_2 总是与负载串联；其平均电流 $I_a = V_a/R$ 。假设变换器电路没有损耗，即 $V_S I_S = V_a I_a$ ，则 I_S 可以表示为

$$I_S = \frac{V_a I_a}{v_S} = I_a \frac{D}{1-D} \quad (2.142)$$

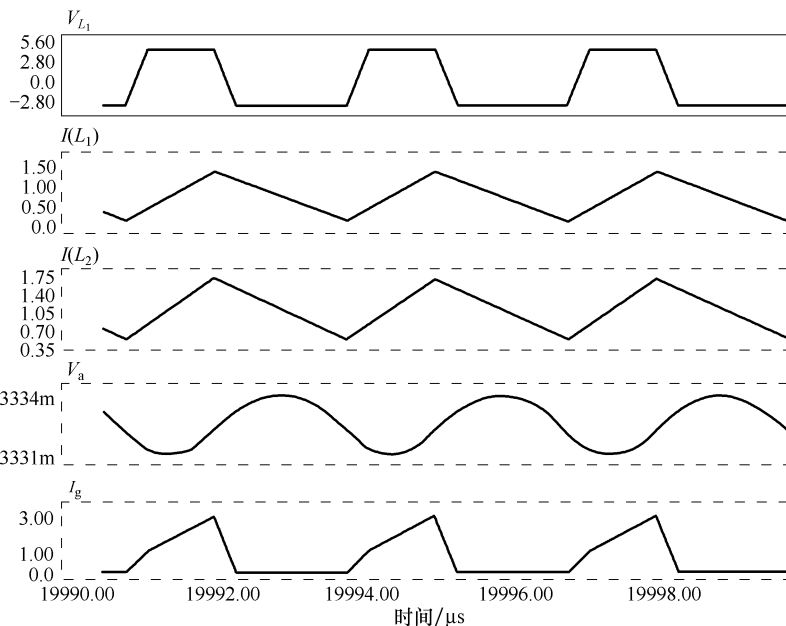


图 2.40 连续模式下 Zeta 变换器的开关波形

2.10 非理想元器件实现的变换器

在实际使用时，元器件的特性总是不如预想的那么完美。电容的寄生参数和其他影响可能会带来 1/10 的误差或者更糟，可能电容表现出电感的特性，而电感则表现出电容的特性。

至此,已经讨论过了基于理想元件的各种 DC-DC 开关变换器的基本结构。本节将要介绍电感、电容的非理想模型,并分析非理想特性(包括半导体器件的损耗)对开关变换器性能的影响,以 Buck 变换器为例。

2.10.1 电感模型

图 2.41 所示为一个实际包含了寄生元件的电感的等效电路模型。绝大多数的电感都可以用图 2.41 中的一个等效电路代替并具有足够的精确度。电路 A 一般用来代替带磁心的电感,如铁氧体或铁粉心。电路 B 通常用于代替无磁心的电感(或者说空心电感)。大多数电感都应用在频率远低于自谐振频率(SRF)的场合,此时三元件的电感模型是非常精确的。电感的 SRF 是指当电感的感抗(X_L)等于容抗(X_C)时的频率。如果没有磁心损耗或者说电感的阻性成分为零,那么电感的阻抗为无穷大。当频率高于 SRF 时, X_C 大于 X_L ,此时电感表现出类似电容的特性。如果频率再增大,由于二阶寄生参数的影响,电感的阻抗特性会存在其他的谐振点,要建立对应的模型需要更复杂的等效电路。考虑到这一点,电感的三元件等效模型的典型应用范围为电感的 SRF 乘以 1.25 左右^[23]。

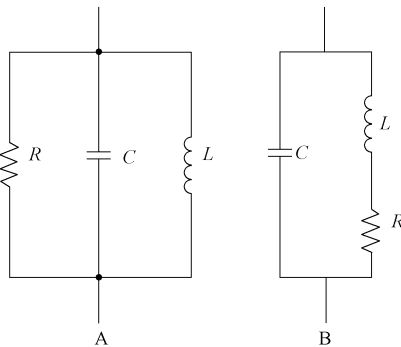


图 2.41 电感模型

寄生电容的值通常是很小的。在开关变换器中,它被电感两端的电压快速充电,因而产生一个电流尖峰,然后就不再有电流通过。因此,功率变换器中通常采用 RL 模型。

2.10.2 电容模型

当工作频率变化时,图 2.42 所示的简单 RLC 模型被认为可以很好的代表实际的电容。其中阻性元件称为等效

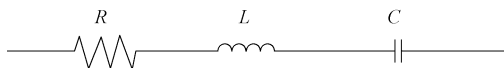


图 2.42 电容模型

串联电阻(ESR),感性元件称为等效串联电感(ESL)。当然,实际情况不会这样简单。比如,阻性元件会随着频率发生变化,电解电容在高频时容值会急剧下降等^[24]。

陶瓷电容的模型具有这样的特点,它的阻性元件与频率相关,在电容的 SRF 附近 ESR 达到最小值。在 SRF 点,容抗与感抗抵消,因此,电容只剩下 ESR。一般电容容值随着频率每十倍频程衰减 1% 左右,这对于模型来说无关紧要,因而通常被忽略了。不过钽电容的容值随频率变化很大,每十倍频程可衰减 20%。这个特性通常可以采用 RC 梯形网络来描述。

如果把图 2.1 所示的 Buck 变换器输出滤波器中的理想电容用 RLC 模型代替。ESL 太大的电容,由于 $\partial i_c / \partial t$ 将会在电容电压上产生尖峰。一般来说,如果选择合适的电容,ESL 的作用是不明显的,所以只需分析 ESR 的影响。稳态时,流过电

容的平均电流为零, 因此电感电流纹波 (ΔI) 成为流过电容的有效电流。 ΔI 会在 ESR 上产生压降, 使得输出纹波电压增大。这部分纹波电压的计算公式为

$$\Delta v_{\text{ESR}} = \text{ESR} \Delta I \quad (2.143)$$

2.10.3 半导体器件损耗

实际的 MOSFET 在许多方面都与理想的半导体开关不同。一些影响开关变换器效率的器件参数是有限的导通和关断时间, 有限的导通和关断延迟, 以及正向压降。为了分析这些 MOSFET 中的非理想因素产生的影响, 可参照如图 2.43 所示的电路。

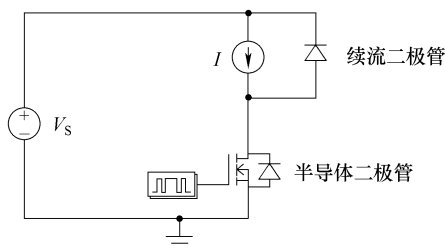


图 2.43 典型功率电子电路

上面的电路例证了功率电子应用中的一个典型情况, 其中流过电感 (用电流源建模) 的电流或者流过直流电压源 (当 MOSFET 开启时) 或者流过续流二极管 (当 MOSFET 关断时)。无论需要多少电压, 电流源都会调整其电压来维持电流。

当 MOSFET 导通时, 漏源两端电压 V_{ds} 远小于电源电压 V_{S} , 因此续流二极管反向偏置。当 MOSFET 关断时, 电流此时流过续流二极管, MOSFET 两端的电压为电压 V_{S} (由电流源提供) 加上二极管正向压降 V_{d} 。由于体二极管反向偏置, 因此在整个过程中保持关断。

在固定频率 $f=1/T$ 下, 其中 T 为开关周期, 图 2.44 所示为 MOSFET 和续流二极管的简化电流、电压波形。在 t_0 时刻栅极信号为正, MOSFET 导通。由图可知, 续流二极管不会立即关断。MOSFET 导通的瞬间发生在 t_0 到 t_{son} 时间段内。在很短的延迟时间 t_{don} 内电流保持为零, 在时间 t_{rise} 时间段内以固定斜率增加。在一段

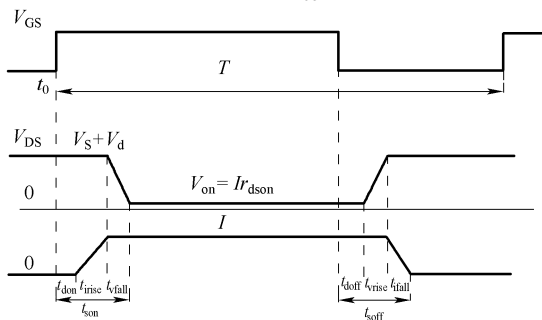


图 2.44 开关波形

t_{vfall} 时间内, 所有的电流转移到 MOSFET 中, MOSFET 漏源两端电压 ($v_{ds} = I_{r_{dson}}$) 很小, 续流二极管反向偏置, 因此关断。

关断的瞬态过程类似。当栅极信号移除或减小到 0V 时, MOSFET 漏源两端电压没有立即变化, 在很短的延迟时间 t_{doff} 后开始增加。在一段 t_{vrise} 时间后漏极电压增加到 $V_S + V_d$ 。此时, 续流二极管正向偏置, 电流开始从 MOSFET 中转移到续流二极管中。MOSFET 中的电流在 t_{ifall} 时间段内减小到零, 此后, 所有电流都流经二极管。必须指出, 在导通和关断的瞬间, MOSFET 开关轨迹穿过有源区, 即非零的电压和电流同时出现, 所以产生开关损耗。开关损耗包括导通损耗和关断损耗, 二者并不相同。通常情况下, 关断时间要比导通时间长。延迟时间一般比导通时间和关断时间短, 因此, 计算开关损耗时可以忽略。基于以上假设, 开关损耗的公式为

$$P_{sw} = \frac{1}{2} V_S I f_S (t_{Son} + t_{Soff}) \quad (2.144)$$

因此, 单个 MOSFET 的开关损耗与开关频率和 MOSFET 开关次数呈线性关系。因此, 如果开关频率较高, 为了使开关损耗尽可能低, 器件的开关时间一定要短。一旦 MOSFET 完全导通, 在 t_{on} 时间段内 MOSFET 处在低阻抗状态, 电压开始降低。通态电压 V_{on} 与电流和器件的导通电阻 r_{dson} 成比例。由图 2.44 可知, 导通时平均损失的功率为

$$P_{on} = V_{on} I \frac{t_{on}}{T} \quad (2.145)$$

为了降低传导损耗, MOSFET 的通态电压要尽可能的小。因此, MOSFET 的导通电阻 r_{dson} 要小。

2.10.4 半导体器件损耗对输出电压的影响

在通态时一个 BJT 或一个 MOSFET 开关可以用一个电阻 (R_{on}) 来代表。用一个电压源 (V_d) 与二极管动态电阻 (R_d) 串联可以作为正向偏置的二极管很好的模型。这里忽略了其他的寄生参数, 如寄生电容和电感。图 2.45 所示为考虑了电感和半导体器件损耗的 Buck 变换器的等效模型。在 T_{on} 阶段, 电感上的压降为

$$v_{L_{on}} = (V_S - V_a) - I_a (R_{on} + R_S) \quad (2.146)$$

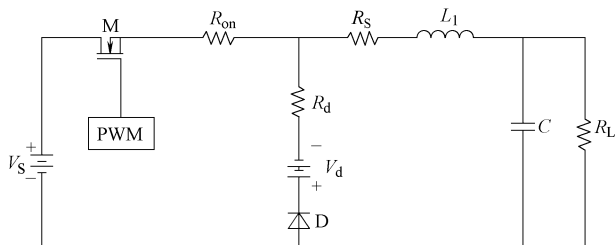


图 2.45 考虑损耗的 Buck 变换器等效电路

在 T_{off} 阶段, 电感上的压降为

$$v_{L_{\text{off}}} = (-V_d - V_a) - I_a(R_d + R_S) \quad (2.147)$$

稳态时, 电感的时间和电压的乘积必然为零, 因此

$$Dv_{L_{\text{on}}} = (1-D)v_{L_{\text{off}}} \quad (2.148)$$

于是

$$D\{(V_S - V_a) - I_a(R_{\text{on}} + R_S)\} = (1-D)\{(-V_d - V_a) - I_a(R_d + R_S)\} \quad (2.149)$$

由于近似有 $I_a \approx V_a/R_L$, 并假设 $R_{\text{on}} = R_d$, 则可以得到占空比的公式为

$$D = \frac{V_d + V_a(1 + [(R_{\text{on}} + R_S)/R_L])}{V_S + V_d} \quad (2.150)$$

显然, 对于一定的 V_a 和 V_S , 由于损耗使得所需的占空比比理想情况下要大。如果令 $V_d = 0$, $R_{\text{on}} = R_S = 0$, 得到的就是理想占空比。

平均输出电压的表达式为

$$V_a = \frac{DV_S - (1-D)V_d}{(1 + ((R_{\text{on}} + R_S)/R_L))} \quad (2.151)$$

因此, 对于一定的 D 和 V_S , 损耗导致输出电压减小。

2.11 习题

1. 一个 Buck 变换器, 输入电压为 12V, 开关频率为 10kHz, 负载电阻为 6Ω , 平均负载电流为 1A。如果输出电感电流纹波限制为 0.1A, 输出电容电压纹波限制为 20mV。求: (a) 占空比; (b) 滤波电容的值; (c) 输出电感值。
2. 一个 Boost 变换器, 输入电压为 12V, 平均输出电压为 15V, 纹波电源为 100mV, 负载电阻为 3Ω 。如果电感 L 为 1mH, 输出电容为 220 μ F。求: (a) 满足以上要求的开关频率; (b) 电感电流纹波峰-峰值。画出电感和电容的电流波形。
3. 一个 Buck-Boost 变换器, 输入电压为 9V, 电感为 10mH, 平均输出电压为 12V, 开关频率为 1kHz。求: (a) 占空比; (b) 电感电流纹波值。
4. 求一个实际的 Buck 变换器中使电感电流 I_L 断续的临界电感值, 用负载电阻 R 、占空比 D 和开关频率 f_S 表示。假设开关器件的压降为 V_d , 通态的电感平均电流等于峰值电感电流的一半。
5. 一个 Boost 变换器, 开关频率为 1kHz, 占空比为 50%。最大电流纹波为 4A, 初始电流为 10A。求: (a) 平均输入电流; (b) 平均输出电流。画出电感和输出电容的电流波形, 采用被动符号惯例, 并求出输出电容的平均充、放电电流, 给出求解过程。
6. 一个 Cuk 变换器, 其电路参数为 $L_0 = 150\mu\text{H}$, $C_0 = 220\mu\text{F}$, $L_i = 200\mu\text{H}$, $C_i =$

200 μ F。输入电压为 12V，工作开关频率为 25kHz，占空比为 25%，平均负载电流为 3A。求：(a) 电感 L_i 电流纹波峰 - 峰值；(b) 电感 L_0 电流纹波峰 - 峰值；(c) 平均输入电流 I_s 。画出整个周期能量传输电容中的电流 $i_{C_1}(t)$ ，并求出能量传输电容的平均充、放电电流。

7. 图 2.46 所示为开关变换器，两个开关 S_1 和 S_2 的占空比均为 40%，开关频率为 10kHz。求：(a) 输出电压 V_a 及其极性；(b) 输入电感电流纹波峰 - 峰值 ΔI_{L_i} 。并画出电感 L_i 的电流波形。

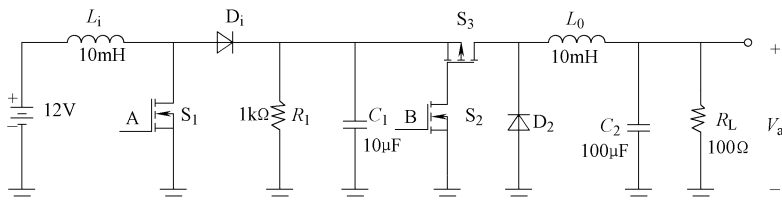


图 2.46 习题 7 中的开关变换器电路图

8. 一个 Buck-Boost 变换器，输入电压为 9V，电感为 10mH，输出电阻为 12 Ω ，输出电容为 200 μ F。平均输出电压为 12V，开关频率为 1kHz。求：(a) 占空比；(b) 平均输入电流值；(c) 输入峰值电流；(d) 电感电流峰值；(e) 电容充电电流和时间乘积。
9. 计算图 2.45 所示 Buck 变换器的效率，并讨论如何获得高效率。
10. 求出图 2.45 所示的 Buck 变换器可以得到的最大输出电压。设 $V_s = 10V$ ， $V_d = 0.7V$ ， $R_{on} = R_d = 0.2\Omega$ ， $R_s = 1.2\Omega$ ， $R_L = 3\Omega$ 。
11. 针对图 2.1 中的理想 Buck 变换器。用 PSpice 软件分析电容寄生参数的影响，设输出电容的 $ESR = 10m\Omega$ ， $X_{ESL}(f_s) = 0.1X_C(f_s)$ 。把得到的仿真结果与理想元件的波形进行对比。
12. 画出 Boost 变换器的等效电路，要考虑开关管、二极管和电感的损耗。并计算占空比。
13. (a) 计算一个 Buck 变换器的效率，设 $V_s = 5V$ ， $V_a = 1.2V$ ， $V_d = 0.3V$ ， $R_L = 0.1\Omega$ ；(b) 把二极管换成同步整流管 ($R_{on} = 3m\Omega$)，再求 (a)。
14. (a) 计算例 2.1 中 Buck 变换器的临界负载电阻；(b) 如果加入一个同步开关 M_2 与二极管并联，则电路变成同步 Buck 变换器。设负载电阻比临界负载电阻大 20%，画出稳态时电路的波形。
15. 请解释为何 Buck 变换器输出电容的充电和放电阶段均等于半个开关周期。

16. 证明 DCM 工作模式下 Buck 变换器占空比的公式为
$$D = \frac{V_a}{V_s} \sqrt{\frac{ZL}{RT} \frac{1}{1 - \frac{V_a}{V_s}}}$$

第 3 章 谐振变换器

3.1 简介

开关变换器设计最主要的目标是实现更高的功率密度和更高的转换效率。为了提高功率密度，通常采用提高开关频率的方法来减小无源元件的体积和重量。然而，对于传统的硬开关 PWM（Pulse-Width modulation）变换器，当开关频率达到 1MHz 以上，开关损耗就会变得很严重，需要更大的散热器，这将会抵消由于开关频率提高带来的无源元件体积的减小。工作在较高的开关频率，功率 MOSFET 器件的开通损耗是开关损耗的主要部分。一只漏源电容 C_{ds} 为 100 pF 的功率 MOSFET，当它以 1MHz 的开关频率工作于 500V 电压时，其开通损耗为 $0.5C_{ds}f_sV_{ds}^2$ ，即 12.5W。如果开关频率提高到 5MHz，则开通损耗会增加至 62.5W。谐振变换器为解决这样的问题提供了途径。谐振变换器有很多种不同的拓扑结构，本章只讨论两种最常见的谐振变换器拓扑：准谐振变换器和负载谐振变换器。准谐振变换器使用 LC 谐振电路来调节开关管上的电流或电压波形，为开关管创造出零电流关断或者零电压开通条件。零电流准谐振开关被用来减小关断损耗，而零电压准谐振开关被用来减小开通损耗。通常而言，在高频运行时，零电压开通比零电流关断更有利。负载谐振变换器可以分为电压型串联谐振变换器和电流型并联谐振变换器。电压型串联谐振变换器还可以再细分为负载串联型变换器和负载并联型变换器。在负载串联型变换器中，负载与谐振电路串联，其输出电压是由谐振电流得到，因此，输出电压对负载的变化较为敏感，但负载串联型变换器具有天然的过载保护能力。在负载并联型谐振变换器中，负载与谐振电容并联，其输出电压是由谐振电容两端电压得到。因此，在负载并联型变换器中，输出电压对负载变化不敏感。但因为输出能量是从谐振电容直接传递到负载的，因此需要加入额外的过载保护功能电路。

谐振变换器的一个主要优点是它吸收了开关管寄生电容和其他一些寄生参数作为部分电路参数。但是，与传统 PWM 变换器相比，同样功率等级的谐振变换器中的开关管通常需要承受更高的电压应力或者更大的电流应力，而且由于谐振变换器通过开关频率的改变来调节输出，EMI 会变得不可预测。因此，是否选用谐振变换器取决于它带来的开关损耗的减少是否会大于因更大工作电流、电压引起的导通损耗的增加。本章将主要分析并联和串联谐振变换器中的一些基本概念以帮助分析一些简单的谐振变换器拓扑。

3.2 并联谐振电路综述

考虑电流源 $\vec{I}_S(j\omega)$ 与电阻 R 、电容 C 、电感 L 并联, 如图 3.1 所示。当电流源的频率变化时, 端口 a 与 b 之间的电压为

$$\vec{V}_o(j\omega) = \frac{\vec{I}_S}{(1/R) + j\omega C + 1/(j\omega L)} = \frac{I_m \angle 0^\circ}{\sqrt{(1/R^2) + [\omega C - 1/(\omega L)]^2} \angle \arctan \{ R[\omega C - 1/(\omega L)] \}} \quad (3.1)$$

谐振频率定义为使谐振回路总电抗呈阻性的频率, 由于 $Y = Z^{-1}$, 因此在该频率下相应的电导也呈现电阻性。谐振频率 ω_n 为

$$\omega_n C = \frac{1}{\omega_n L} \quad (3.2a)$$

或
$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.2b)$$

在谐振频率点, 端口 a、b 间的电压为

$$\vec{V}_o(\omega = \omega_n) = V_m = I_m R \quad (3.3)$$

谐振时电容电流 $\vec{I}_C(\omega_n)$ 为

$$\vec{I}_C(\omega = \omega_n) = \frac{V_o}{Z_C} = j\omega_n C I_m R = jI_m R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.4)$$

电感电流 $\vec{I}_L(\omega_n)$ 为

$$\vec{I}_L(\omega = \omega_n) = \frac{V_o}{Z_L} = \frac{I_m R}{j\omega_n L} = -jI_m R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.5)$$

谐振频率点电路电压与电流的相量图如图 3.2 所示, 可以看出电容电流与电感电流大小相等方向相反, 因此, 谐振时能量在电感与电容之间相互交换。

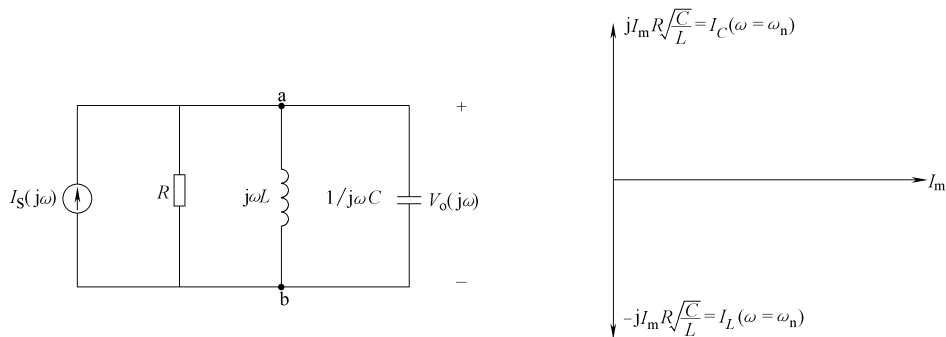


图 3.1 并联谐振电路

图 3.2 谐振频率时电感与电容电流相量图

3.3 串联谐振电路综述

考虑电压源 $\vec{V}_S(j\omega)$ 与电阻 R 、电感 L 、电容 C 串联, 如图 3.3 所示。当电压源频率变化时, 电路中电流为

$$\vec{I} = \frac{\vec{V}_S}{R + j[\omega L - 1/(\omega C)]} = \frac{\vec{V}_m \angle 0^\circ}{\sqrt{R^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2} \angle \arctan\left(\frac{\omega L - 1/(\omega C)}{R}\right)} \quad (3.6)$$

同样地, 串联谐振电路的谐振频率定义为使整个谐振回路电抗呈阻性的频率, 谐振频率 ω_n 为

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.7)$$

在谐振频率处, 电路中电流为

$$\vec{I}(\omega = \omega_n) = \vec{I}_{\max} = \frac{\vec{V}_m}{R} \quad (3.8)$$

电感 L 两端电压 $\vec{V}_L(\omega_n)$ 为

$$\vec{V}_L(\omega = \omega_n) = (j\omega_n L) \vec{I}_{\max} = \frac{jV_m}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.9)$$

电容 C 两端电压 $\vec{V}_C(\omega_n)$ 为

$$\vec{V}_C(\omega = \omega_n) = \frac{\vec{I}_{\max}}{j\omega_n C} = -\frac{jV_m}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.10)$$

串联谐振电路中电感电压和电容电压[⊖]的相量图如图 3.4 所示, 可以看出电感两端的电压与电容两端的电压大小相等方向相反, 因此, 能量在电感与电容之间交换。

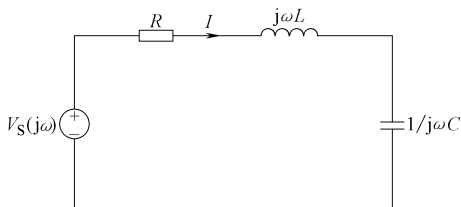


图 3.3 串联谐振电路

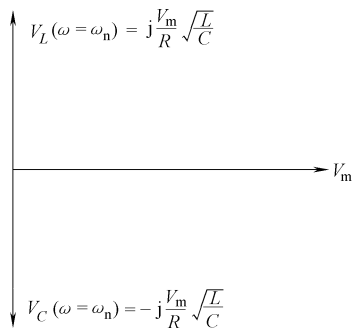


图 3.4 谐振频率时电感电压和电容电压相量图

⊖ 原书误为电压和电流。——译者注

3.4 准谐振开关的分类

准谐振开关是指在传统的半导体功率开关上加入 LC 谐振回路, 实现开关两端的电压或流过开关的电流从矩形波变为正弦波。准谐振开关又分为两种: 电流型准谐振开关和电压型准谐振开关, 对于电流型准谐振开关, 谐振电感与开关器件串联以改变流过开关管的电流。共有两种电流型准谐振开关结构: L 型和 M 型, 如图 3.5 所示^[25]。

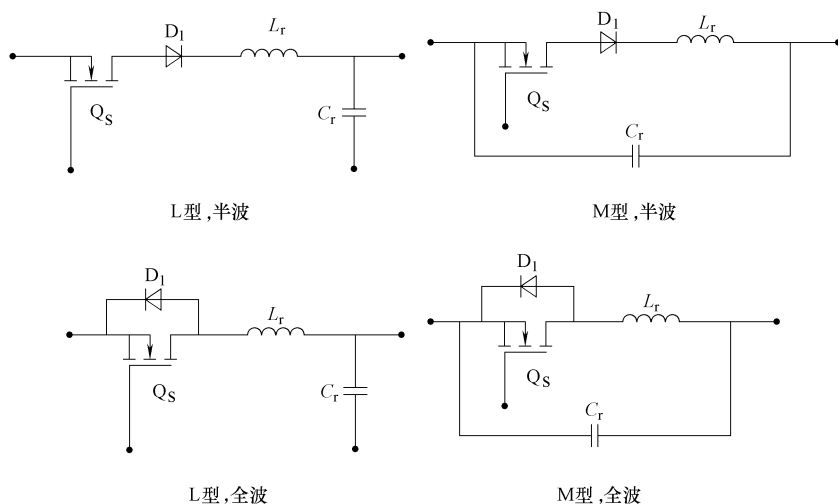


图 3.5 电流型准谐振开关

在这些电路中, 谐振电感 L_r 都与开关管 Q_s 串联而谐振电容 C_r 与开关管 Q_s 和谐振电感 L_r 并联。谐振电感和电容组成串联谐振电路, 其谐振发生在开关管 Q_s 导通的大部分时间里。准谐振开关通常工作于半波模式, 这是因为谐振电流不能反向流回电源端。如果二极管 D_1 反并联于开关管 Q_s 的两端, 那么准谐振开关就可以工作于全波模式, 谐振电流可以在源和负载间双向流动。

在导通阶段, 开关管 Q_s 先进入饱和, 然后电流以准正弦波方式上升, 当流过的电流谐振到负值时, 开关管自然换流。如图 3.6 所示的开关管电流-电压轨迹曲线显示了谐振开关对于减小开关管应力和开关损耗的作用。

此时轨迹 A 所示为开关在强制关断时的电流-电压轨迹, 它穿过一块高开关应力区域, 此时开关管同时有高的电压和大的电流, 而采用电流型谐振开关后开关管的电流-电压轨迹如图中轨迹 B 所示, 它是沿着电压轴或电流轴的, 因此采用电流型准谐振开关后开关应力和开关损耗大大减小。电压型准谐振开关是通过

把谐振电容 C_r 并联在开关管 Q_s 两端形成的。电压型准谐振开关的策略是改变开关管关断时的电压波形以创造开关管的零电压开通条件。电压型准谐振开关主要用来减小 MOSFET 高频时的开通损耗。功率 MOSFET 的非零电压开通会产生电磁干扰影响控制电路, 而且由于开关密勒效应会减低开关速度。电压型准谐振开关同样有两种结构: L 型和 M 型, 如图 3.7 所示^[26]。如果谐振电容两端电压不允许谐振到负值, 则为半波工作模式, 这是通过在谐振电容两端并联钳位二极管 D_1 实现的。如果二极管 D_1 与开关管 Q_s 串联, 则谐振电容两端电压允许谐振到负值, 即电压型准谐振开关工作于全波模式。

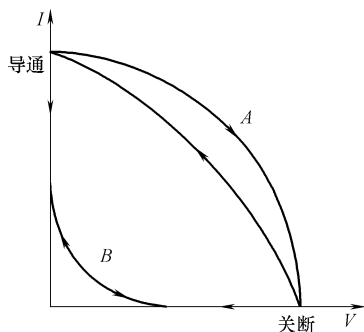


图 3.6 开关管的负载线轨迹: 路径 A, 强制开关; 路径 B, 谐振开关

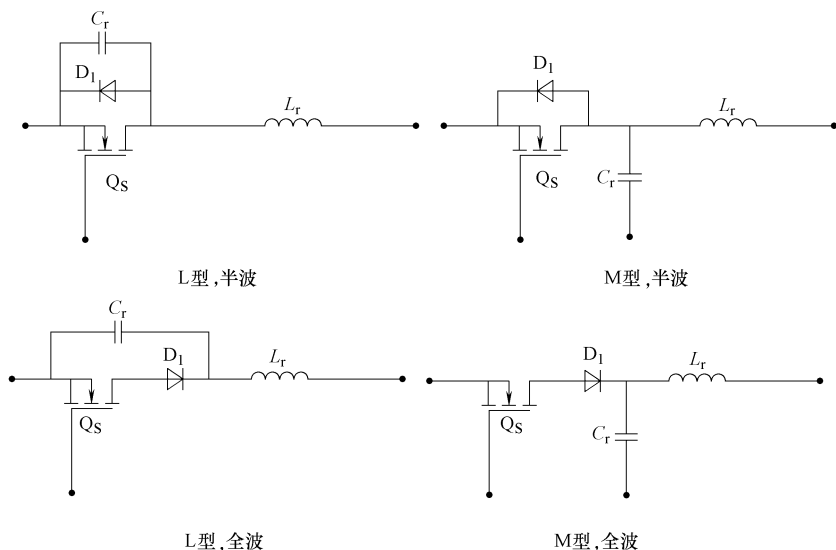


图 3.7 电压型准谐振开关

所有的基本变换器拓扑都可以通过把开关管替换为上述电流型或电压型谐振开关, 从而转换为准谐振变换器。它们之所以被称为准谐振变换器是因为在开关波形中既有谐振阶段又有非谐振阶段^[25,26]。准谐振开关变换器使用如图 3.8 所示, 图中包含压控振荡器的控制电路, 用来改变开关频率以保持恒定的输出电压。

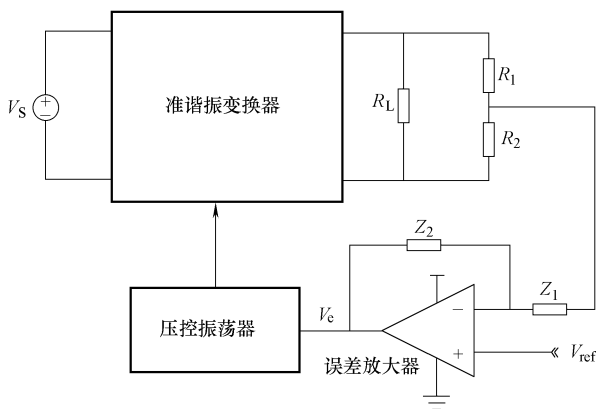


图 3.8 准谐振开关变换器控制框图

3.5 零电流开关准谐振 Buck 变换器

把 Buck 电路中的开关管换作电流型准谐振开关就可以得到 ZCS 准谐振变换器。具有 L 型开关的半波 ZCS 准谐振 Buck 变换器如图 3.9a 所示，具有 L 型开关的全波 ZCS 准谐振 Buck 变换器如图 3.9b 所示。

通过如下假设^[25]，可以简化分析 ZCS 准谐振 Buck 变换器：输出电感 L_o 假定远大于谐振电感 L_r ；输出滤波器 L_o - C_o 的转折频率 f_c 远低于开关频率，因此输出滤波器 L_o - C_o 与负载电阻 R_L 可以视为恒定电流源 I_o ；开关器件假定为理想开关，导通时没有正向压降而关断时也没有漏电流，而且开通、关断均无延时；谐振电感和电容也视为无损且没有寄生参数的理想电路元件。

ZCS 准谐振 Buck 变换器的工作过程可以分为 4 个阶段。假定开关管 Q_s 导通之前续流二极管 D_{fw} 中流过全部稳态输出电流 I_o ，且谐振电容电压 $v_{C_r}(t \leq 0)$ 被续流二极管钳位到零，而且也没有电流流过谐振电感，即 $i_{L_r}(0) = 0$ 。

阶段 1 ($0 < t \leq t_1$)

在 $t=0$ 时刻，开关管 Q_s 导通，阶段 1 开始。由于谐振电容电压被钳位到零，续流二极管 D_{fw} 中最初流过稳态负载电流。因此，阶段 1 中开关管 Q_s 和续流二极管 D_{fw} 全部导通，等效电路图如图 3.10 所示。流过谐振电感的电流 $i_{L_r}(t)$ 由零开始线性增加到稳态输出电流 I_o ，电流上升斜率与谐振电感两端电压有关。在阶段 1 结束时，谐振电感两端电压 $v_{L_r}(t)$ 为

$$V_S = L_r \frac{I_o}{T_1} \quad (3.11)$$

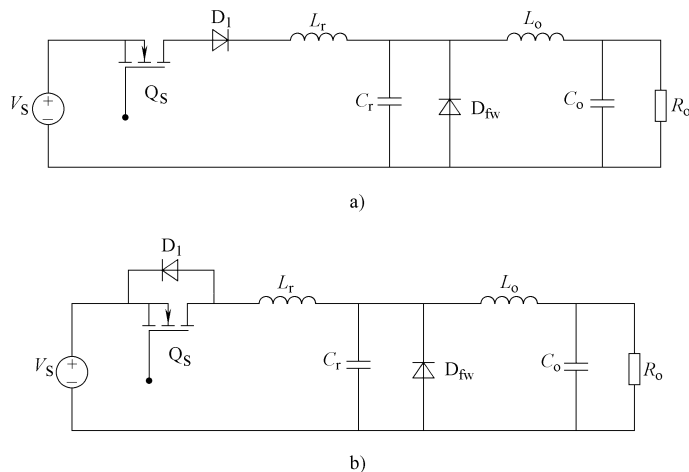


图 3.9 零电流准谐振 Buck 变换器

a) 半波 L 型开关 b) 全波 L 型开关

阶段 1 所经历的时间 T_1 为

$$T_1 = \frac{L_r I_o}{V_S} \quad (3.12)$$

因此, 阶段 1 主要是谐振电感中电流上升和谐振电感中磁场能量的存储。

阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$)

当谐振电感中电流 $i_{L_r}(t)$ 上升到稳态输出电流 I_o 时, 阶段 2 开始。谐振电感中电流 $i_{L_r}(t)$ 继续增加到大于稳态输出电流, 两者之差对谐振电容 C_r 充电, 该电压使续流二极管 D_{fw} 反向偏置。谐振电容中电压按照准谐振方式增加, 该阶段等效电路如图 3.11 所示。

谐振电感电流的上升率为

$$\frac{di_{L_r}}{dt} = \frac{(V_S - v_{C_r}(t))}{L_r} \quad (3.13)$$

谐振电容电压的上升率为

$$\frac{dv_{C_r}}{dt} = \frac{(i_{L_r}(t) - I_o)}{C_r} \quad (3.14)$$

该阶段中, 谐振电容电压的

初始值为零 $v_{C_r}(t_1) = v_{C_r}(0) = 0$, 而谐振电感电流的初始值 $i_{L_r}(0)$ 为 I_o , 使用这两个已知初始条件可以求解式 (3.13)、式 (3.14) 的一阶微分方程。谐振电感

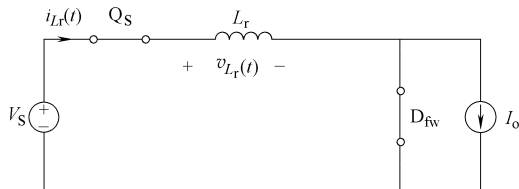


图 3.10 ZCS 准谐振 Buck 变换器阶段 1 等效电路

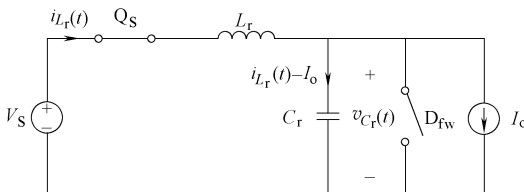


图 3.11 ZCS 准谐振 Buck 变换器阶段 2 等效电路

电流 $i_{L_r}(t)$ 的表达式为

$$i_{L_r}(t) = I_o + \frac{V_S}{Z_n} \sin \omega_n t \quad (3.15)$$

其中 $Z_n = \sqrt{L_r/C_r}$ 为特征阻抗, $\omega_n = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振回路谐振频率。

谐振电容电压 $v_{C_r}(t)$ 的表达式为

$$v_{C_r}(t) = V_S(1 - \cos \omega_n t) \quad (3.16)$$

流过谐振电感的电流为正弦, 而谐振电容中电压按照正矢函数增加。因此阶段 2 为谐振阶段。在半波准谐振变换器中, 电流、电压波形如图 3.12 所示, 在 $t = t_a$ 时刻谐振电感电流 $i_{L_r}(t)$ 降到零时开关管 Q_S 自然换流。

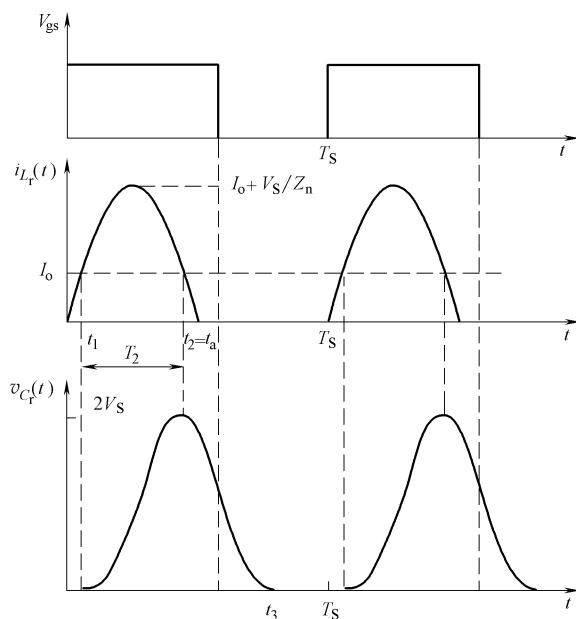


图 3.12 半波 ZCS 准谐振 Buck 变换器波形

在全波准谐振 Buck 变换器中, 谐振电感电流会继续振荡到负, 把能量通过反并二极管 D_1 回馈给电压源 V_S 。谐振电感电流流过 D_1 , 在 $t = t_b$ 时刻再次振荡到零, 如图 3.13 所示。

谐振阶段所持续的时间 $T_2 = t_2 - t_1$ 可以通过令 $i_{L_r}(T_2) = 0$ 得到

$$i_{L_r}(T_2) = 0 = I_o + \frac{V_S}{Z_n} \sin(\omega_n T_2) \quad (3.17)$$

整理式 (3.17), 得

$$\sin(\omega_n T_2) = -\frac{I_o Z_n}{V_S} \quad (3.18)$$

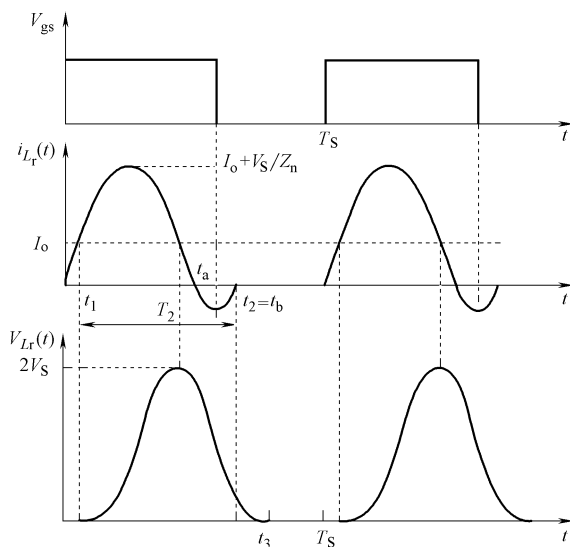


图 3.13 全波 ZCS 准谐振 Buck 变换器波形

则阶段 2 持续时间 T_2 为

$$T_2 = \frac{\arcsin(-I_o Z_n / V_S)}{\omega_n} = \frac{\alpha}{\omega_n} \quad (3.19)$$

对于半波模式, α 代表在 π 与 $3\pi/2$ 之间的值, 在 $t = t_a$ 时刻谐振电感电流降到零, 谐振阶段结束。对于全波模式, α 代表在 $3\pi/2$ 与 2π 之间的值, 在 $t = t_b$ 时刻谐振电感电流回馈全部能量给电压源, 谐振阶段结束。当谐振电感电流降到零之后, 谐振电容中仍有部分电荷。因此, 该阶段结束时, 续流二极管仍保持反向偏置状态。 $t = t_2$ 时刻谐振电容电压为

$$v_{C_r}(t_2) = V_S(1 - \cos\alpha) \quad (3.20)$$

对于半波模式开关管, Q_S 在 $t = t_a$ 时刻关断; 对于全波模式, 开关管在 t_a 与 t_b 之间关断, 这样, 就为开关管创造了零电流关断条件以减小开关管关断损耗。为保证开关管零电流关断条件, 稳态输出电流 I_o 必须小于 V_S/Z_n 。

阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$)

在 t_2 时刻开关管 Q_S 关断, 阶段 3 开始, 该阶段等效电路如图 3.14 所示。

谐振电容 C_r 通过输出回路放电, 其上电压 $v_{C_r}(t)$ 线性下降并在 t_3 时刻降到零。因此有

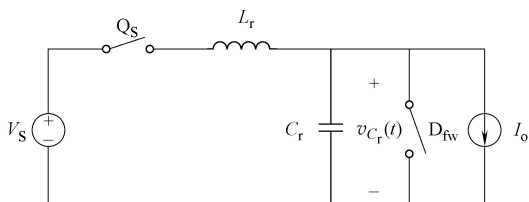


图 3.14 ZCS 准谐振 Buck 变换器阶段 3 等效电路

$$C_r \frac{dv_{C_r}}{dt} = -I_o \quad (3.21)$$

该阶段谐振电容电压的初始值由式 (3.20) 给出, 结束时, 谐振电容上电压 $v_{C_r}(t_3)$ 为零。使用边界条件, 可以由式 (3.21) 解出阶段 3 所经历的时间 T_3 为

$$T_3 = t_3 - t_2 = C_r \frac{v_{C_r}(t_3) - v_{C_r}(t_2)}{-I_o} = C_r \frac{V_S(1 - \cos\alpha)}{I_o} \quad (3.22)$$

在阶段 3, 开关管 Q_S 的漏源电压逐渐增加, 在 t_3 时刻, 开关管的漏源电压与输入电压 V_S 相等, 而开关管 Q_S 完全关断。

阶段 4 ($t_3 < t \leq T_S$)

在 t_3 时刻谐振电容两端电压降到零, 阶段 4 开始。续流二极管 D_{fw} 重新开通且流过输出电流 I_o 。该阶段等效电路如图 3.15 所示。

阶段 4 所经历的时间 T_4 为

$$T_4 = T_S - T_3 - T_2 - T_1 \quad (3.23)$$

其中 T_S 为开关周期。通过控制续

流时间 T_4 可以调节输出电压 V_a 。

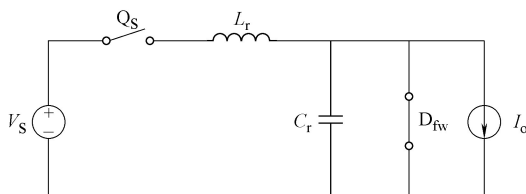


图 3.15 ZCS 准谐振 Buck 变换器阶段 4 等效电路

全波 ZCS 准谐振 Buck 变换器

的电压转换比可以通过输出电感 L_o 的伏秒平衡关系得到, 这是因为在稳态时输出电感上的平均电压为零。由于在 $t_1 - t_3$ 时刻之间谐振电容电压波形近似为 $V_S(1 - \cos\omega_n t)$, 它的平均值近似为输入电压 V_S 。谐振阶段的时间可以近似为 $T_n = t_3 - t_1$, 在这段时间内输出电感上的平均电压为 $(V_S - V_a)$, 在剩余时间 $T_S - T_n$ 内输出电感上电压为 $-V_a$ 。输出电感伏秒平衡关系为

$$(V_S - V_a)T_n - V_a(T_S - T_n) = 0 \quad (3.24)$$

由式 (3.24) 可以得到全波 ZCS 准谐振变换器的电压转换比 V_a/V_S 为

$$\frac{V_a}{V_S} = \frac{T_n}{T_S} = \frac{f_S}{f_n} \quad (3.25)$$

所以, ZCS 准谐振 Buck 变换器的输出电压可以通过开关频率来调节, 显然开关频率 f_S 必须低于谐振频率 f_n 。

在半波 ZCS 准谐振 Buck 变换器中, 输出电压对负载变化非常敏感, 如图 3.16 所示^[25], 这是因为半波谐振变换器调节输出电压的唯一途径是改变开关频率, 而对于轻载情况需要更长的时间来把谐振回路能量传递到负载。全波 ZCS 准谐振 Buck 变换器的电压转换比对负载变化并不敏感, 这是因为在负载较轻时谐振回路多余的能量可以回馈到输入电压源。当输出电流较大时, 给谐振电感充电的时间加长, 相应地, 谐振电感的电流会根据负载的需要被充到一个较高的值, 如图 3.17 所示。

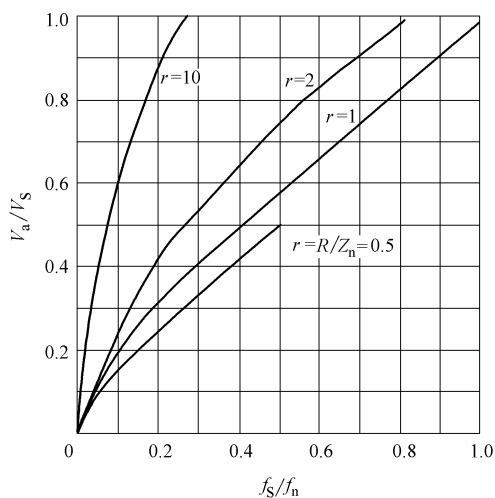


图 3.16 半波 ZCS 准谐振 Buck 变换器电压转换比 (©1985IEEE)

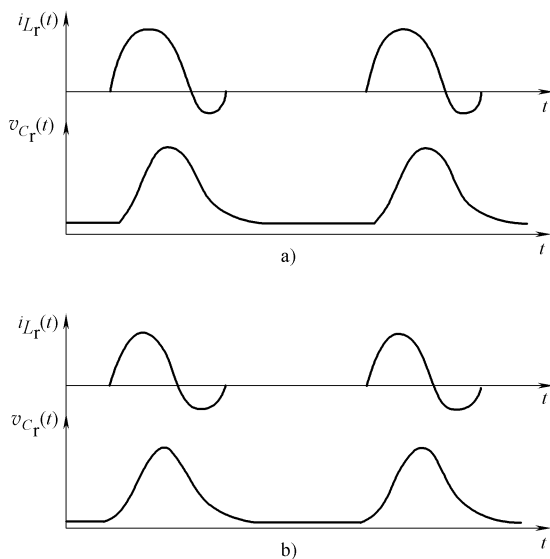


图 3.17 谐振电感电流和谐振电容电压 (©1985IEEE)

a) 重载条件 b) 轻载条件

由于谐振电感中存储的磁场能量绝大多数用来满足负载要求, 只有少量的谐振回路能量被回馈到输入源。因此, 谐振电感中电流的幅度在第一半周期内较高, 而在第二半周期内当多余能量回馈到输入时较低, 如图 3.17a 所示。相反地, 当负载

电流较小时, 谐振电感中电流幅度在谐振阶段较小而在第二半周期中较大, 如图 3.17b 所示, 这是因为储存的能量很大一部分被回馈到输入。因此, 全波 ZCS 准谐振 Buck 变换器可以以较窄的开关频率范围来调节负载变化时的输出电压。

例 3.1 图 3.9b 所示的零电流开关准谐振 Buck 变换器, 输入电压为 12V, 谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的值分别为 $2\mu\text{H}$ 和 79nF , 平均输出电压为 9V, 负载电阻为 9Ω 。输出电感和输出电容分别为 10mH 和 $100\mu\text{F}$ 。求解: (a) 开关频率 f_s ; (b) 谐振电感充电的时间长度; (c) 谐振电感中的峰值电流; (d) 谐振电容峰值电压。

解: (a) 谐振频率为

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{2 \times 10^{-6} \times 79 \times 10^{-9}}} \text{Hz} = 400\text{kHz}$$

由式 (3.25) 可知, 开关频率 f_s 为

$$f_s = \frac{V_a}{V_s} f_n = \frac{9}{12} \times 400\text{kHz} = 300\text{kHz}$$

(b) 平均输出电流为

$$I_o = \frac{V_a}{R} = \frac{9}{9} \text{A} = 1 \text{A}$$

由式 (3.12) 可知, 谐振电感充电的时间长度为

$$T_1 = \frac{L_r I_o}{V_s} = \frac{2 \times 10^{-6} \times 1}{12} = 0.167\mu\text{s}$$

(c) 由式 (3.15) 可知, 谐振电感中峰值电流为

$$I_{L_r, \max} = I_o + \frac{V_s}{Z_n} = 1 + \frac{12}{\sqrt{L_r/C_r}} = 3.385 \text{A}$$

(d) 由式 (3.16) 可知, 谐振电容上电压的表达式为

$$V_{C_r} = V_s \left[1 - \cos \frac{t}{\sqrt{L_r C_r}} \right] = 12 [1 - \cos (2.516 \times 10^6 t)]$$

谐振电容峰值电压为

$$V_{C_r, \max} = 12 \times (1 + 1) \text{V} = 24 \text{V}$$

由此可见, 流过谐振电感的峰值电流大于平均负载电流的 3 倍。类似地, 谐振电容两端的峰值电压是输入电压峰值的 2 倍。因此, 谐振电路中开关器件的额定值比传统 Buck 变换器的要高。

3.6 零电流开关准谐振 Boost 变换器

全波 ZCS 准谐振 Boost 变换器的电路图如图 3.18 所示, 通过 3.5 节所作的假

设同样可以简化分析该变换器。同时，Boost 变换器的输入可以视作恒定电流源 I_S ，提供能量给由输出电容 C_o 和负载 R_L 构成的负载电压 V_a 。

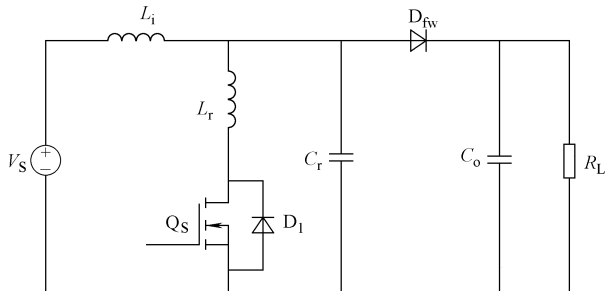


图 3.18 全波 ZCS 准谐振 Boost 变换器电路图

ZCS 准谐振 Boost 变换器的工作过程同样可以分为 4 个阶段。假定开关管 Q_S 开通前，续流二极管导通且谐振电容上电压被充到 V_a 。

阶段 1 ($0 < t \leq t_1$)

$t = 0$ 时刻开关管 Q_S 开通，阶段 1 开始，该阶段等效电路如图 3.19 所示。谐振电感中电流 $i_{L_r}(t)$ 从零开始线性上升到稳态输入电流 I_S ，电流上升斜率与加在其两端电压有关。在阶段 1 结束时，谐振电感上电压 $v_{L_r}(t)$ 为

$$V_a = L_r \frac{I_S}{T_1} \quad (3.26)$$

阶段 1 经历的时间 T_1 为

$$T_1 = \frac{L_r I_S}{V_a} \quad (3.27)$$

因此，阶段 1 的特点是谐振电感中磁场能量的存储。

阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$)

当谐振电感中电流达到输入电流 I_S 时，阶段 2 开始。续流二极管反向偏置，谐振电容中能量释放到谐振电感，该阶段等效电路如图 3.20 所示。

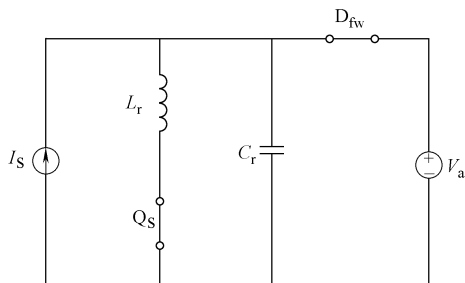
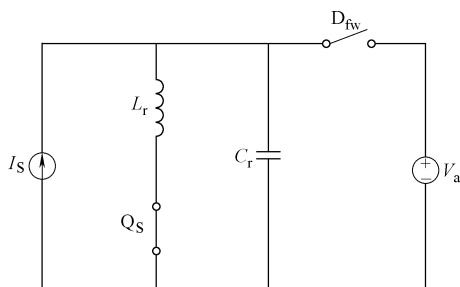
谐振电容上电压 $v_{C_r}(t)$ 按下面公式以正弦方式下降

$$C_r \cdot \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} = I_S - i_{L_r}(t) \quad (3.28)$$

谐振电感电流的上升率 ($di_{L_r}(t)/dt$) 为

$$\frac{di_{L_r}(t)}{dt} = \frac{v_{C_r}(t)}{L_r} \quad (3.29)$$

按照边界条件 $i_{L_r}(t_1) = i_{L_r}(0) = I_S$ ， $v_{C_r}(t_1) = v_{C_r}(0) = V_a$ 可以求解上述一阶微


 图 3.19 ZCS 准谐振 Boost 变换器
阶段 1 等效电路

 图 3.20 ZCS 准谐振 Boost 变换器
阶段 2 等效电路

分方程。谐振电感电流的表达式为

$$i_{L_r}(t) = I_S + \frac{V_a}{Z_n} \sin(\omega_n t) \quad (3.30)$$

其中, $Z_n = \sqrt{L_r/C_r}$ 为特征阻抗, $\omega_n = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振回路谐振频率。

谐振电容电压 $v_{C_r}(t)$ 为

$$v_{C_r}(t) = V_a \cos(\omega_n t) \quad (3.31)$$

这样, 流过谐振电感的电流和谐振电容上电压都呈正弦变化, 因此电能和谐振电感与电容之间交换。阶段 2 也被认为是谐振阶段。当谐振电感回馈能量到输入电源时, 流过其上电流会继续谐振到负值, 如图 3.21 所示。

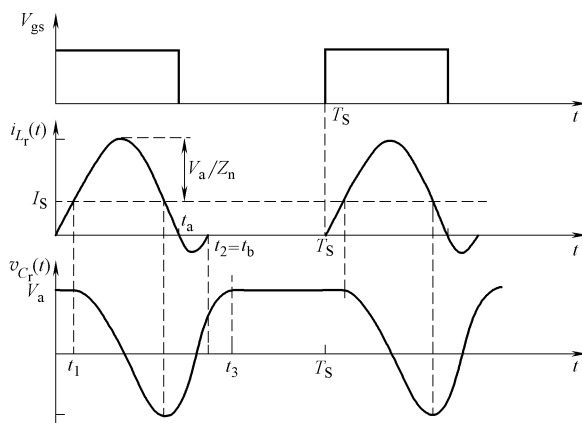


图 3.21 全波 ZCS 准谐振 Boost 变换器波形

在该阶段开始时, 谐振电容释放能量到谐振电感。然而, 当谐振电感电流减小到小于稳态输入电流 I_S 时, 谐振电容上电压开始增加直至输出电压 V_a 。通过令谐振电感电流为零, $i_{L_r}(T_2) = 0$, 可以求出该阶段的时间长度 $T_2 = t_2 - t_1$ 。

$$i_{L_r}(T_2) = 0 = I_S + \frac{V_a}{Z_n} \sin(\omega_n T_2) \quad (3.32)$$

阶段 2 的时间长度 T_2 为

$$T_2 = \frac{\arcsin(- (Z_n I_S / V_a))}{\omega_n} = \frac{\alpha}{\omega_n} \quad (3.33)$$

其中 α 为 $3\pi/2$ 与 2π 之间的值。在 $t_2 = t_b$ 时刻, 当谐振电感中能量完全回馈到输入源时, 该阶段结束。在 t_a 时刻之后, 开关管 Q_S 可以被关断, 因此, 为开关管创造了零电流关断条件。为保证开关管零电流关断条件, 输入电流 I_S 应当小于 V_a / Z_n 。

阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$)

在 t_2 时刻, 谐振电感电流从负峰值降到零, 阶段 3 开始。在此阶段, 开关管 Q_S 处于关断状态且其漏源电压继续上升, 该阶段等效电路如图 3.22 所示。

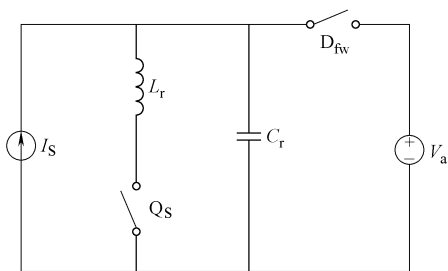


图 3.22 ZCS 准谐振 Boost 变换器阶段 3 等效电路

谐振电容继续被输入电流 I_S 充电, 直到电压达到输出电压值 V_a 。谐振电容电压的上升率为

$$\frac{dv_{C_r}(t)}{dt} = \frac{I_S}{C_r} \quad (3.34)$$

谐振电容电压的初始值为

$$v_{C_r}(t_2) = V_a \cos(\alpha) \quad (3.35)$$

阶段 3 经历的时间长度 T_3 为

$$T_3 = \frac{C_r V_a (1 - \cos\alpha)}{I_S} \quad (3.36)$$

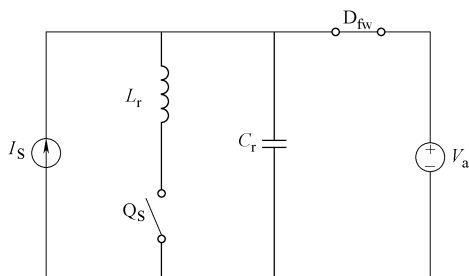
阶段 4 ($t_3 < t \leq T_S$)

在 t_3 时刻, 谐振电容上电压增加到输出电压 V_a , 阶段 4 开始, 续流二极管 D_{fw} 正向偏置导通, 该阶段等效电路如图 3.23 所示, 阶段 4 经历的时间长度 T_4 为

$$T_4 = T_S - T_1 - T_2 - T_3 \quad (3.37)$$

式中, T_S 为开关周期。

图 3.23 ZCS 准谐振 Boost 变换器阶段 4 等效电路



稳态工作时输入电感 L_i 上平

均电压为零, 通过其伏秒平衡可以得到全波 ZCS 准谐振 Boost 变换器的电压转换比。在时刻 $t_1 \sim t_3$ (谐振周期 T_n) 内, 由于谐振电容 C_r 上平均电压为零, 这样输

入电感上的平均电压为 V_S 。在一个周期剩下的时间 $T_S - T_n$ 中, 输入电感上平均电压为 $V_S - V_a$ 。这样,

$$V_S T_n + (T_S - T_n)(V_S - V_a) = 0 \quad (3.38)$$

全波 ZCS 准谐振 Boost 变换器的电压转换比为

$$\frac{V_a}{V_S} = \frac{1}{1 - (f_S/f_n)} \quad (3.39)$$

注意, 如果把开关频率与谐振频率之比用占空比 D 代替, 则式 (3.39) 所示的电压转换比与传统 Boost 变换器的电压转换比相同。全波 ZCS 准谐振 Boost 变换器中电压转换比与 f_S/f_n 的关系如图 3.24 所示。

应该指出的是开关频率 f_S 必须小于谐振频率 f_n 。在半波 ZCS 准谐振 Boost 变换器中, 输出电压对负载变化非常敏感, 这样, 调节输出电压的唯一途径是改变开关频率。而相反地, 全波 ZCS 准谐振 Boost 变换器不需要很大的开关频率变化就可以在负载变化时调节输出电压。

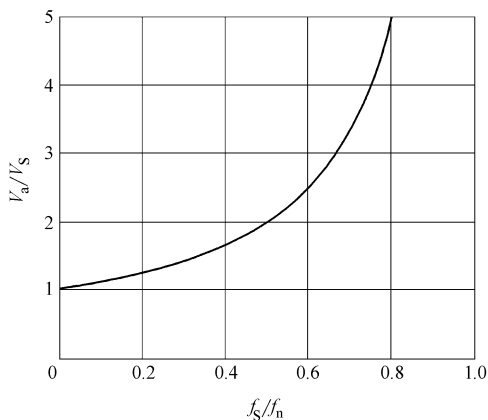


图 3.24 全波 ZCS 准谐振 Boost 变换器波形

例 3.2 图 3.18 所示的零电流准谐振 Boost 变换器的输入电压为 12V。谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的值分别为 $2\mu\text{H}$ 和 79nF 。输出电压为 15V, 负载电阻 10Ω 。输出电感和输出电容分别为 10mH 和 $100\mu\text{F}$ 。求解: (a) 开关频率 f_S ; (b) 谐振电感被充电的时间; (c) 谐振电感中峰值电流; (d) 谐振电容中峰值电压。

解: (a) 由式 (3.39) 可知, 开关频率 f_S 为

$$f_S = \left(1 - \frac{V_S}{V_a}\right) f_n = \left(1 - \frac{12}{15}\right) 400\text{kHz} = 80\text{kHz}$$

(b) 平均输出电流为

$$I_o = \frac{V_a}{R} = \frac{15}{10}\text{A} = 1.5\text{A}$$

假定变换器无损耗, 则输入电流 I_S 为

$$I_S = \frac{V_a I_o}{V_S} = \frac{15 \times 1.5}{12}\text{A} = 1.875\text{A}$$

由式 (3.27) 可知, 谐振电感被充电的时间为

$$T_1 = \frac{L_r I_S}{V_a} = \frac{2 \times 10^{-6} \times 1.875}{15}\mu\text{s} = 0.25\mu\text{s}$$

(c) 由式 (3.30) 可知, 谐振电感中峰值电流为

$$I_{L_r, \max} = I_S + \frac{V_a}{Z_n} = \left(1.875 + \frac{15}{\sqrt{2 \times 10^{-6} / 79 \times 10^{-9}}} \right) \text{A} = 4.86 \text{A}$$

(d) 由式 (3.31) 可知, 谐振电容中峰值电压为

$$v_{C_r, \max} = V_a = 15 \text{V}$$

由此可见, 谐振电感上的峰值电流大于负载电流的 3 倍, 而谐振电容上的峰值电压略高于输入电压。

3.7 零电压开关准谐振 Buck 变换器

全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器的电路如图 3.25 所示。

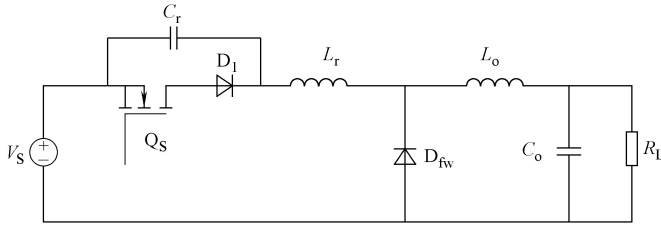


图 3.25 全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器电路

可以采用与分析 ZCS 准谐振 Buck 变换器时相同的假设来简化分析 ZVS 准谐振 Buck 变换器, 其工作过程可以分为 4 个阶段。假定在开关管 Q_S 关断前, 谐振电感 L_r 中流过负载电流 I_o , 谐振电容 C_r 被钳位在 0V 而续流二极管 D_{fw} 关断。

阶段 1 ($0 < t \leq t_1$)

在时刻 $t = 0$ 时, 开关管 Q_S 关断, 阶段 1 开始, 该阶段等效电路如图 3.26 所示。

开关管 Q_S 一关断, 谐振电容 C_r 就开始被充电。在阶段 1 结束时, 流过谐振电容的电流为

$$I_o = C_r \frac{V_S}{T_1} \quad (3.40)$$

阶段 1 经历的时间 T_1 为

$$T_1 = \frac{C_r V_S}{I_o} \quad (3.41)$$

这样, 阶段 1 的主要特征是谐振电容充电和电容中存储电能的增加, 应该指出在阶段 1 中开关管 Q_S 和续流二极管 D_{fw} 都保持关断状态。

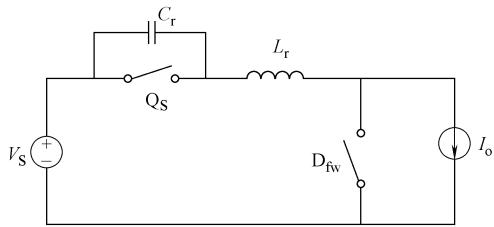


图 3.26 全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器阶段 1 等效电路

阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$)

在 t_1 时刻, 谐振电容上电压被充到输入电压 V_S , 阶段 2 开始。续流二极管 D_{fw} 开通, 谐振电感中电流按正弦方式下降, 该阶段等效电路如图 3.27 所示。

谐振电感电流减小的斜率为

$$L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = V_S - v_{C_r}(t) \quad (3.42)$$

谐振电容上电压增长的斜率为

$$\frac{dv_{C_r}}{dt} = \frac{i_{L_r}(t)}{C_r} \quad (3.43)$$

谐振电感电流初始值 $i_{L_r}(t_1)$ 为 I_o , 而谐振电容电压初始值 $v_{C_r}(t_1)$ 为 V_S 。通过这些初始条件可以求解式 (3.42)、式 (3.43) 的一阶微分方程。谐振电感电流 $i_{L_r}(t)$ 的表达式为

$$i_{L_r}(t) = I_o \cos \omega_n t \quad (3.44)$$

谐振电容电压 $v_{C_r}(t)$ 的表达式为

$$v_{C_r}(t) = V_S + Z_n I_o \sin \omega_n t \quad (3.45)$$

其中 $Z_n = \sqrt{L_r/C_r}$ 为特征阻抗, $\omega_n = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振回路谐振频率。阶段 2 即为谐振阶段。谐振电容中电压继续谐振到负半周并回馈能量给输入源, 如图 3.28 所示。

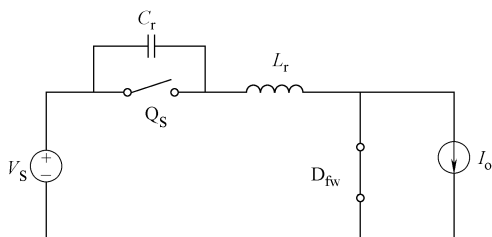


图 3.27 全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器
阶段 2 等效电路

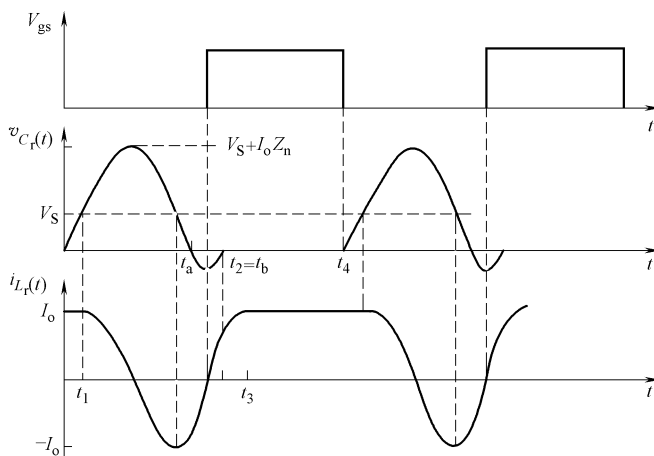


图 3.28 全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器波形

当谐振电容电压又一次谐振到输入电压 V_S 时, 谐振电感中电流减小到最小值, 在此之后, 谐振电感中电流开始增加直至达到输出电流 I_o 。通过令谐振电容电压 $v_{C_r}(T_2) = 0$ 可以得到谐振阶段经历的时间长度 $T_2 = t_2 - t_1$ 。

$$v_{C_r}(T_2) = V_S + Z_n I_o \sin(\omega_n T_2) = 0 \quad (3.46)$$

这样, 阶段 2 持续的时间 T_2 为

$$T_2 = \frac{\arcsin(- (V_S / Z_n I_o))}{\omega_n} = \frac{\alpha}{\omega_n} \quad (3.47)$$

其中, α 为 $3\pi/2 \sim 2\pi$ 之间的值。在时刻 t_2 , 当谐振电容完全把能量回馈给输入源后, 该阶段结束。在谐振电容电压为负的阶段应当开通开关管 Q_S , 否则谐振电容会被继续充电而开关管会失去零电压开通条件。值得指出的是为了得到开关管的零电压开通条件, 稳态负载电流 I_o 必须大于 V_S / Z_n 。

阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$)

在 t_2 时刻, 谐振电容电压从负峰值下降到零, 阶段 3 开始。该阶段等效电路如图 3.29 所示。

谐振电感电流继续增加直到稳态输出电流 I_o 。谐振电感电流增加的斜率为

$$\frac{di_{L_r}}{dt} = \frac{V_S}{L_r} \quad (3.48)$$

谐振电感电流的初始值为

$$i_{L_r}(t_2) = I_o \cos(\alpha) \quad (3.49)$$

阶段 3 经历的时间长度 T_3 为

$$T_3 = \frac{L_r I_o}{V_S} (1 - \cos \alpha) \quad (3.50)$$

对于全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器 α 的取值范围为 $1.5\pi \sim 2\pi$ 。

阶段 4 ($t_3 < t \leq T_S$)

当 t_3 时刻谐振电感中电流达到稳态输出电流 I_o 时, 阶段 4 开始, 该阶段续流二极管 D_{fw} 关断, 等效电路如图 3.30 所示, 该阶段经历的时间长度 T_4 为

$$T_4 = T_S - T_1 - T_2 - T_3 \quad (3.51)$$

式中, T_S 为开关周期。

通过输出电感 L_o 上伏秒平衡可以得到全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器的电压转

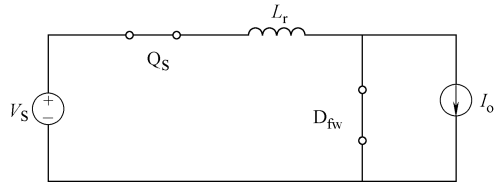


图 3.29 全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器阶段 3 等效电路

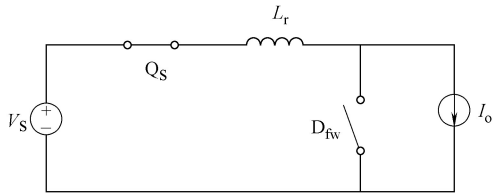


图 3.30 全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器阶段 4 等效电路

换比。在时刻 $t_1 \sim t_3$ ($T_n = t_3 - t_1$) 之间, 输出电感上平均电压为 $-V_a$, 在一个开关周期剩下的时间内 ($T_S - T_n$) 输出电感上平均电压为 $V_S - V_a$, 这样有

$$-V_a T_n + (T_S - T_n)(V_S - V_a) = 0 \quad (3.52)$$

全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器的电压转换比为

$$\frac{V_a}{V_S} = \left(1 - \frac{f_S}{f_n}\right) \quad (3.53)$$

电压转换比与 f_S/f_n 的关系曲线如图 3.31 所示。

可以看出它对负载变化很不敏感。值得指出的是 ZVS 准谐振 Buck 变换器的电压转换比与 ZCS 准谐振 Buck 变换器以及传统 Buck 变换器的电压转换比都有很大不同。由于谐振阶段发生在开关管关断的时间内, 因此电压转换比与这段时间有关。与前述两种 ZCS 准谐振变换器相同, ZVS 准谐振变换器的开关频率也必须小于谐振频率。半波 ZVS 准谐振 Buck 变换器的电压转换比对负载变化非常敏感, 因此与全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器相比, 它需要更大的开关频率变化来调节输出电压。

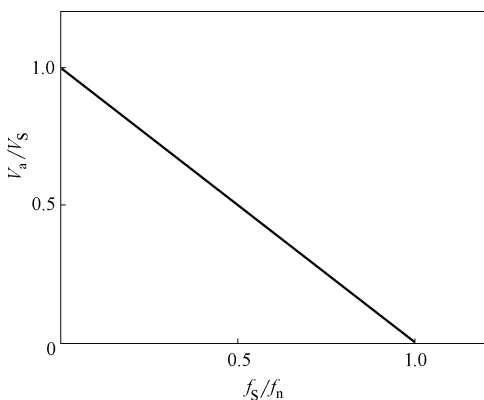


图 3.31 全波 ZVS 准谐振 Buck 变换器电压转换比与 f_S/f_n 的关系曲线

例 3.3 图 3.25 所示的 ZVS 准谐振 Buck 变换器的输入电压为 12V, 负载电阻为 2Ω 。谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的值分别为 $2\mu\text{H}$ 和 79nF 。开关频率为 200kHz。输出电感和输出电容分别为 10mH 和 $100\mu\text{F}$ 。求解: (a) 平均输出电压 V_a ; (b) 谐振电容被充电的时间; (c) 谐振电容上峰值电压; (d) 谐振电感电流的表达式。

解: (a) 由式 (3.53) 可知, 平均输出电压为

$$V_a = \left(1 - \frac{f_S}{f_n}\right) V_S = \left(1 - \frac{200 \times 10^3}{400 \times 10^3}\right) \times 12\text{V} = 6\text{V}$$

(b) 平均输出电流为

$$I_o = \frac{V_a}{R} = \frac{6}{2}\text{A} = 3\text{A}$$

由式 (3.41) 可知, 谐振电容被充电的时间为

$$T_1 = \frac{C_r V_S}{I_o} = \frac{79 \times 10^{-9} \times 12}{3} \mu\text{s} = 0.316 \mu\text{s}$$

(c) 由式 (3.45) 可知, 谐振电容的峰值电压为

$$V_{C_r, \max} = V_S + Z_n I_o = V_S + \frac{V_a}{R} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \left(12 + \frac{6}{2} \times \sqrt{\frac{2 \times 10^{-6}}{79 \times 10^{-9}}} \right) \text{V} = 27.1 \text{V}$$

(d) 由式 (3.44) 可知, 谐振电感电流的表达式为

$$i_{L_r} = I_o \cos(\omega_n t) = 3 \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_r C_r}}\right) = 3 \cos(2.516 \times 10^6) t \text{ A}$$

3.8 零电压开关准谐振 Boost 变换器

全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器的电路如图 3.32 所示, 采用与分析 ZCS 准谐振 Boost 变换器相同的假设。

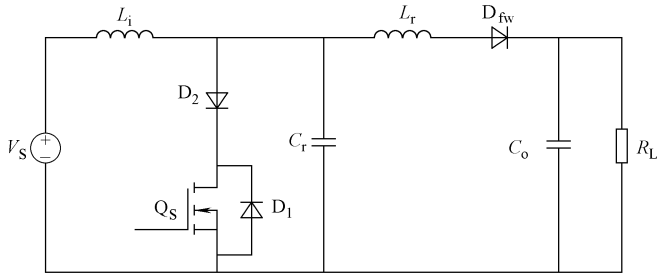


图 3.32 全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器的电路

假定开关管 Q_S 关断前, 其中流过输入电流 I_S , 续流二极管 D_{fw} 处于关断状态。

阶段 1 ($0 < t \leq t_1$)

在时刻 $t=0$ 时, 开关管 Q_S 关断, 阶段 1 开始。谐振电容 C_r 被充电且其上电压按下式增长:

$$C_r \frac{dv_{C_r}}{dt} = I_S \quad (3.54)$$

阶段 1 经历的时间长度 T_1 为

$$T_1 = C_r \frac{V_a}{I_S} \quad (3.55)$$

这样, 阶段 1 的特点是谐振电容充电并存储电场能量。在阶段 1 开关管与续流二极管都处于关断状态, 等效电路如图 3.33 所示。

阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$)

在 t_1 时刻, 谐振电容上电压被

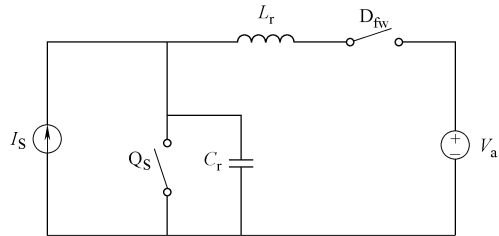


图 3.33 全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器阶段 1 等效电路

充到输出电压 V_a ，阶段 2 开始。续流二极管 D_{fw} 正向偏置导通，电流开始流过谐振电感，该阶段等效电路如图 3.34 所示。

谐振电感中电流 $i_{L_r}(t)$ 的上升率为

$$\frac{di_{L_r}}{dt} = \frac{v_{C_r}(t) - V_a}{L_r} \quad (3.56)$$

谐振电容上电压在被充到稳态输出电压 V_a 后继续上升，可知

$$C_r \frac{dv_{C_r}}{dt} = I_S - i_{L_r}(t) \quad (3.57)$$

通过初始条件 $i_{L_r}(t_1) = 0$ 、 $v_{C_r}(t_1) = V_a$ 求解上述一阶微分方程可以得到谐振电感电流 $i_{L_r}(t)$ 和谐振电容电压 $v_{C_r}(t)$ 的表达式。

谐振电感电流 $i_{L_r}(t)$ 为

$$i_{L_r}(t) = I_S(1 - \cos\omega_n t) \quad (3.58)$$

谐振电容电压 $v_{C_r}(t)$ 为

$$v_{C_r}(t) = V_a + I_S Z_n \sin\omega_n t \quad (3.59)$$

其中， Z_n 和 ω_n 分别为电路特征阻抗和谐振频率。阶段 2 为谐振阶段。谐振电容电压继续谐振到负半周并回馈能量给输入源，如图 3.35 所示。

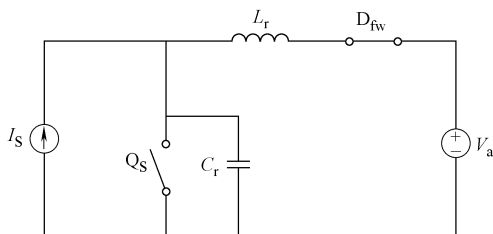


图 3.34 全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器阶段 2 等效电路

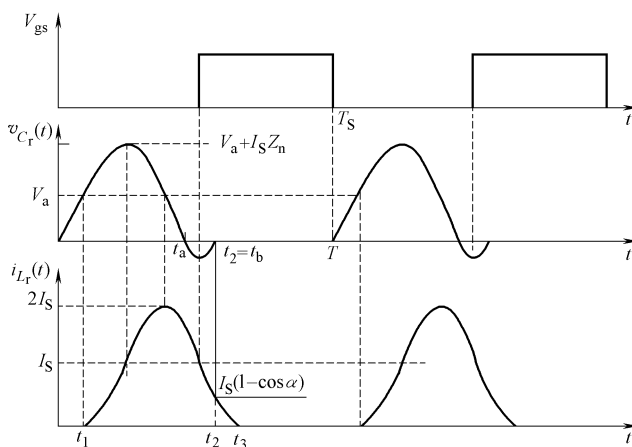


图 3.35 全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器波形

令 $v_{C_r}(T_2) = 0$ 可以得到谐振阶段经历的时间长度 $T_2 = t_2 - t_1$ ：

$$v_{C_r}(T_2) = V_a + I_S Z_n \sin(\omega_n T_2) = 0 \quad (3.60)$$

阶段 2 经历的时间长度 T_2 为

$$T_2 = \frac{\arcsin(-V_a/(I_S Z_n))}{\omega_n} = \frac{\alpha}{\omega_n} \quad (3.61)$$

其中, α 为 $3\pi/2$ 与 2π 之间的值。当谐振电容中存储的能量全部回馈到输入源后, 谐振阶段结束。在谐振电容电压为负的阶段应当开通开关管 Q_S , 否则谐振电容会被继续充电, 而开关管就失去零电压开通条件。需要指出的是, 为了使开关管零电压开通, 输入电流 I_S 必须大于 V_a/Z_n 。

阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$)

在 t_2 时刻, 谐振电容电压从负峰值减小到零, 阶段 3 开始。该阶段等效电路如图 3.36 所示。

开关管 Q_S 和续流二极管 D_{fw} 都开通, 谐振电感电流继续按照下式减少:

$$L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = -V_a \quad (3.62)$$

谐振电感电流的初始值为

$$i_{L_r}(t_2) = I_S(1 - \cos\alpha) \quad (3.63)$$

阶段 3 经历的时间长度 $T_3 = t_3 -$

t_2 为

$$T_3 = \frac{L_r I_S (1 - \cos\alpha)}{V_a} \quad (3.64)$$

阶段 4 ($t_3 < t \leq T_S$)

当在 t_3 时刻谐振电感电流下降到零, 阶段 4 开始, 续流二极管 D_{fw} 反向偏置并关断, 该阶段等效电路如图 3.37 所示, 该阶段经历的时间长度 T_4 为

$$T_4 = T_S - T_1 - T_2 - T_3 \quad (3.65)$$

式中, T_S 为开关周期。

通过输入电感 L_i 上伏秒平衡可以得到全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器的电压转换比。在时间 $t_1 \sim t_3$ ($T_n = t_3 - t_1$) 之间输入电感上平均电压为 $V_S - V_a$ 。在一个周期剩下的时间 ($T_S - T_n$) 内输入电感上电压为 V_S , 这样有

$$(V_S - V_a)T_n + V_S(T_S - T_n) = 0 \quad (3.66)$$

全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器的电压转换比为

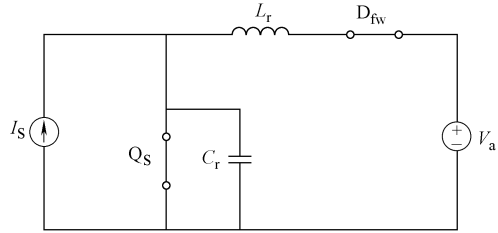


图 3.36 全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器
阶段 3 等效电路

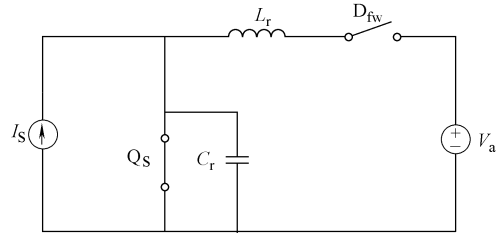


图 3.37 全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器
阶段 4 等效电路

$$\frac{V_a}{V_s} = \frac{f_n}{f_s} \quad (3.67)$$

全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器的电压转换比与 f_s/f_n 的关系曲线如图 3.38 所示。

可以看出, 电压转换比与 f_s/f_n 成反比例关系。ZVS 准谐振 Boost 变换器中较低的开关频率可以产生较高的平均输出电压。需要注意的是, ZVS 准谐振 Boost 变换器的电压转换比与 ZCS 准谐振 Boost 变换器以及传统 Boost 变换器的电压转换比都有很大不同。与其他所有准谐振变换器相同, 在 ZVS 准谐振 Boost 变换器中开关频率必须低于谐振频率 f_n 。与前面章节所述原因相同, 半波 ZVS 准谐振 Boost 变换器的电压转换比对负载变化非常敏感。

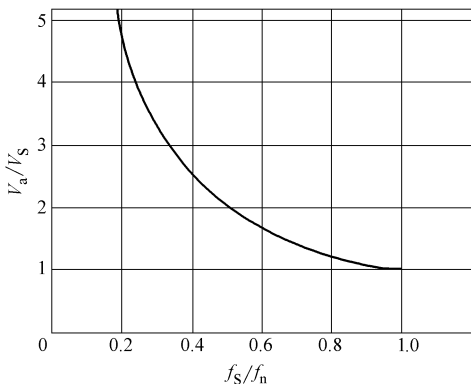


图 3.38 全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器电压转换比与 f_s/f_n 的关系曲线

例 3.4 图 3.32 所示的 ZVS 准谐振 Boost 变换器的输入电压为 12V, 输出电压为 24V, 负载电阻为 6Ω 。谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的值分别为 $2\mu\text{H}$ 和 79nF 。求解: (a) 开关频率 f_s ; (b) 谐振电容被充电的时间; (c) 谐振电感峰值电流; (d) 谐振电容峰值电压。

解: (a) 谐振电容频率 f_n 为 400kHz ,

由式 (3.67) 可知, 开关频率 f_s 为

$$f_s = \frac{V_s}{V_a} f_n = \frac{12}{24} \times 400\text{kHz} = 200\text{kHz}$$

(b) 由欧姆定律, 平均输出电流为

$$I_o = \frac{V_a}{R} = \frac{24}{6}\text{A} = 4\text{A}$$

假定变换器没有损耗, 则平均输入电流为

$$I_s = \frac{V_a I_o}{V_s} = \frac{24 \times 4}{12}\text{A} = 8\text{A}$$

由式 (3.55) 可知, 谐振电容被充电的时间为

$$T_1 = C_r \frac{V_a}{I_s} = (79 \times 10^{-9}) \times \frac{24}{8}\text{ns} = 237\text{ns}$$

(c) 由式 (3.58) 可知, 谐振电感中峰值电流为

$$I_{L_r, \max} = I_S [1 - (-1)] = 8 \times 2\text{A} = 16\text{A}$$

(d) 由式 (3.59) 可知, 谐振电容峰值电压为

$$V_{C_r, \max} = V_a + I_S Z_n = \left(24 + 8 \times \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \right) \text{V} = 64.25\text{V}$$

3.9 串联负载谐振变换器

半桥串联负载谐振变换器^[27]如图 3.39 所示。

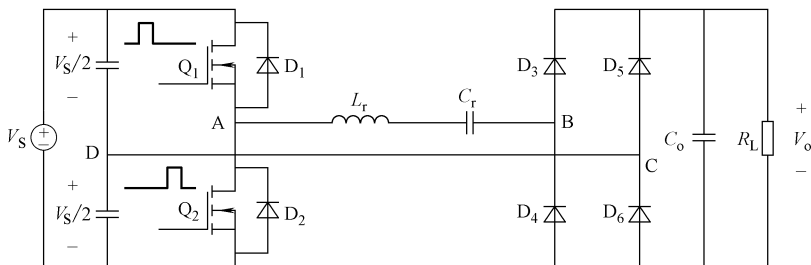


图 3.39 半桥串联负载谐振变换器电路图

谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 通过全波整流电路与负载串联。在高压应用场合, 串联负载谐振变换器与并联负载谐振变换器相比较的一个重要优点是它不需要输出电感。如果输出电容足够大, 整流电路和负载可以用一个恒定输出电压源 V_o 来表示。在稳态对称工作时, 开关管 Q_1 与 Q_2 各导通小于半个工作周期的时间。同样, 二极管 D_1 与 D_2 在半个工作周期内也各导通一段时间。这样, 对这个谐振变换器分析半个工作周期就已足够。输入电压 V_S 在两个输入电容上对称分压, 它们在每半个工作周期中各自作为输入源。这样, 忽略所有寄生电阻后半个工作周期的等效电路如图 3.40 所示。它本质上是一个无阻尼串联谐振电路。在稳态时, 半桥串联负载谐振变换器的工作可以分为断续模式和连续模式。连续模式按照开关频率的不同又可以分为 2 种工作方式。

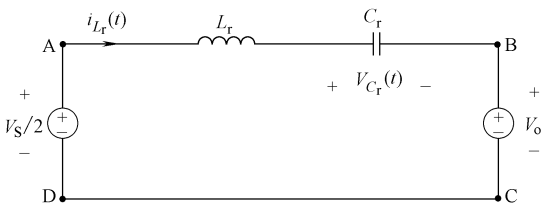


图 3.40 半桥串联谐振变换器等效电路图

3.9.1 断续模式 ($0 < f_s < 0.5f_n$)

断续模式工作时, 在另外半个工作周期中另一个开关管开通时, 谐振电感中的能量就已经完全消耗。在一个工作周期中有 6 个不同的工作阶段。假定在一个开关周期开始前, 谐振电容上电压 $v_{C_r}(0)$ 已经被充到 $(V_o - 0.5V_S)$, 谐振电感中电流

$i_{L_r}(0)$ 为零。

在时刻 $t=0$ 开关管 Q_1 开通, 阶段 1 ($0 < t \leq t_1$) 开始, 谐振电感电流正弦上升, 而谐振电容电压由它的初始值 ($V_o - 0.5V_S$) 向正值增加。需要指出 $V_o \leq 0.5V_S$, 该阶段等效电路如图 3.41a 所示。

谐振电感中电流增加的斜率与其两端的电压有关

$$\frac{di_{L_r}(t)}{dt} = \frac{((V_S/2) - V_o - v_{C_r}(t))}{L_r} \quad (3.68)$$

而谐振电容电压增加的斜率为

$$\frac{dv_{C_r}(t)}{dt} = \frac{i_{L_r}(t)}{C_r} \quad (3.69)$$

这样, 如果没有输出变压器则串联负载谐振变换器为降压变换器。谐振电感电流 $i_{L_r}(t)$ 为

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_S - 2V_o}{Z_o} \sin(\omega_n t) \quad (3.70)$$

谐振电容电压 $v_{C_r}(t)$ 为

$$v_{C_r}(t) = \frac{V_S}{2} - V_o - (V_S - 2V_o) \cos(\omega_n t) \quad (3.71)$$

其中 $Z_o = \sqrt{L_r/C_r}$ 为电路特征阻抗, $\omega_n = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振频率。

在 t_1 时刻谐振电感电流谐振到零, 谐振电容电压达到峰值 $(3V_S/2) - 3V_o$, 阶段 1 结束。因此, 开关管自然换流且零电流零电压关断。

阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$) 从 t_1 时刻开始, 此时谐振电感电流反向, 反并二极管 D_1 正向偏置导通, 谐振电容通过反并二极管 D_1 释放能量到高侧输入电源, 该阶段等效电路图如图 3.41b 所示。因为现在电流流过二极管

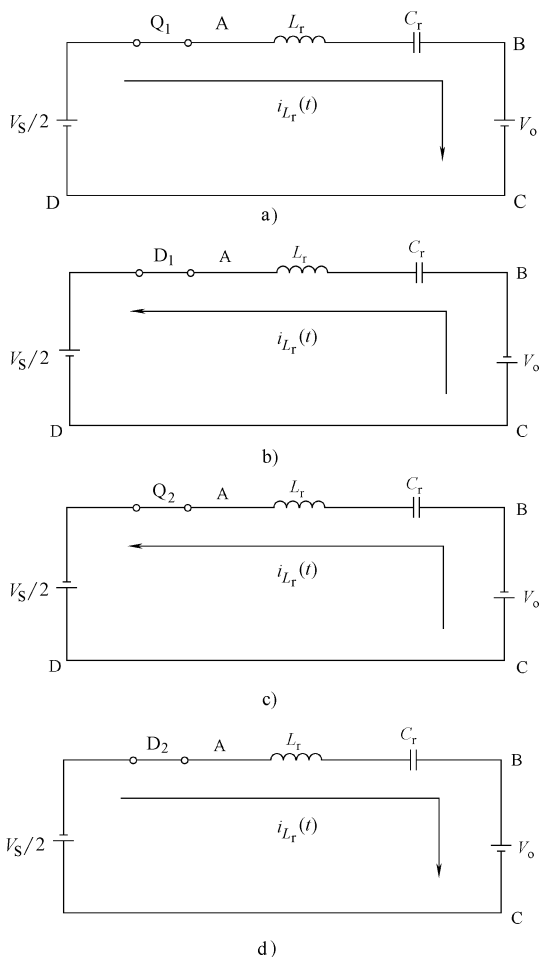


图 3.41 半桥串联谐振变换器断续模式等效电路图

a) 阶段 1 ($0 < t \leq t_1$) b) 阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$)

c) 阶段 4 ($t_3 < t \leq t_4$) d) 阶段 5 ($t_4 < t \leq t_5$)

D_4 和 D_5 , 端点 B、C 两端的电压 v_{BC} 极性反向。当谐振电感电流再次谐振到零, 谐振电容电压谐振到 $0.5V_S - V_0$, 阶段 2 结束, 二极管 D_1 实现了零电流开通和关断。

在阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$), 所有开关器件都处于关断状态。由于没有放电通路, 谐振电容电压维持在 $0.5V_S - V_0$ 。这样前半个工作周期结束。

t_3 时刻开关管 Q_2 开通, 阶段 4 ($t_3 < t \leq t_4$) 开始, 因为现在是通过开关管 Q_2 连接, 所以输入电压源的方向反向, 谐振电感电流和谐振电容电压都开始向它们的负峰值减小, 阶段 4 等效电路如图 3.41c 所示。 t_4 时刻谐振电感电流从其负峰值又回到零, 阶段 4 结束。

在阶段 5 ($t_4 < t \leq t_5$), 开关管 Q_2 自然换流, 二极管 D_2 导通, 谐振电容上能量回馈给低端输入电源, 同时由于整流二极管 D_3 与 D_6 导通, 因此电压 v_{BC} 极性反向。

阶段 6 ($t_5 < t \leq t_6$) 中, 谐振电感中电流为零, 谐振电容电压稳定在 $V_0 - 0.5V_S$, 这样一个开关周期结束。半桥串联负载谐振变换器的工作波形如图 3.42 所示。

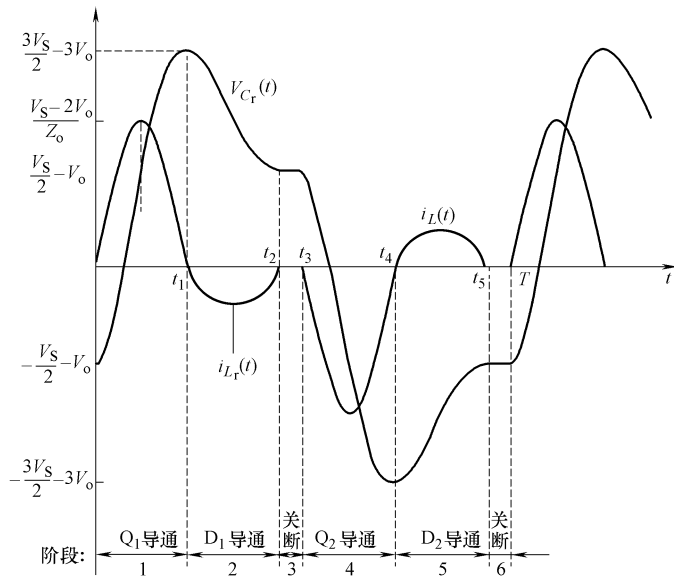


图 3.42 半波串联谐振变换器工作于断续模式时的波形

由于在断续工作模式开关管可以零电压零电流自然关断, 因为不需要附加的换流电路, 它适合于传统的晶闸管在低频大功率时应用。

3.9.2 连续模式 ($f_s > f_n$ 或称为高于谐振频率模式)

在高于谐振频率连续模式工作的一个开关周期内可以分为 6 个阶段。在前半个工作周期的 3 个阶段如图 3.43 所示。

假定一个开关周期开始前, 谐振电容电压在某个负值, 而谐振电感电流为正值。

$t=0$ 时刻开关管 Q_1 开通, 阶段 1 ($0 < t \leq t_1$) 开始。谐振电感电流增长斜率与其两端电压有关, 即

$$\frac{di_{L_r}(t)}{dt} = \frac{((V_S/2) - V_o - v_{C_r}(t))}{L_r} \quad (3.72)$$

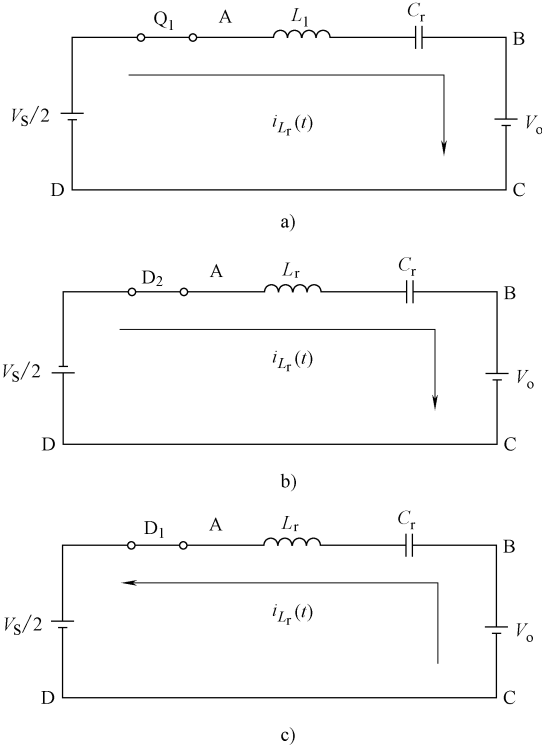


图 3.43 半桥串联谐振变换器连续模式 ($f_s > f_n$) 等效电路图

a) 阶段 1 ($0 < t \leq t_1$) b) 阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$) c) 阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$)

谐振电容电压上升的斜率为

$$\frac{dv_{C_r}(t)}{dt} = \frac{i_{L_r}(t)}{C_r} \quad (3.73)$$

使用边界条件 $i_{L_r}(0)$ ($i_{L_r}(0) > 0$) 和 $v_{C_r}(0)$ ($v_{C_r}(0) < 0$) 可以求解上述微分方程。谐振电感电流 $i_{L_r}(t)$ 为

$$i_{L_r}(t) = \frac{((V_S/2) - V_o - v_{C_r}(0))}{Z_n} \sin(\omega_n t) + i_{L_r}(0) \cos(\omega_n t) \quad (3.74)$$

谐振电容电压 $v_{C_r}(t)$ 为

$$v_{C_r}(t) = \left(\frac{V_S}{2} - V_o \right) - \left(\frac{V_S}{2} - V_o - v_{C_r}(0) \right) \cos(\omega_n t) + i_{L_r}(0) Z_n \sin(\omega_n t)$$

需要指出的是,当谐振电容电压等于 $0.5V_S - V_o$ 时谐振电感电流达到峰值。

在 t_1 时刻开关管 Q_1 被强制关断,阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$) 开始,由于谐振电感电流不能突变,二极管 D_2 正向偏置导通,谐振电感电流继续沿着二极管 D_3 、输出电压 V_o 、二极管 D_6 、低侧输入源 $0.5V_S$ 和二极管 D_2 续流。谐振电容电压继续按下式增加:

$$v_{C_r}(t) = -\left(\frac{V_S}{2} + V_o\right) + \left(\frac{V_S}{2} + V_o + v_{C_r}(t_1)\right)\cos(\omega_n t) + i_{L_r}(t_1)Z_n\sin(\omega_n t)$$

谐振电感电流按下式减小:

$$i_{L_r}(t) = -\frac{((V_S/2) + V_o + v_{C_r}(t_1))}{Z_n}\sin(\omega_n t) + i_{L_r}(t_1)\cos(\omega_n t) \quad (3.75)$$

t_2 时刻谐振电感电流减小到零,阶段 2 结束。谐振电容电压现在为正峰值。

此时,阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$) 开始,二极管 D_1 正向偏置导通,并且能量被回馈给高侧电压源。 t_3 时刻开关管 Q_2 开通,阶段 3 结束,这样半个工作周期结束。这种连续模式的工作波形如图 3.44 所示。谐振电感电流为正的时间小于工作周期的 180° , 因此 $f_S > f_n$ 或 $T_S < T_n$ 。

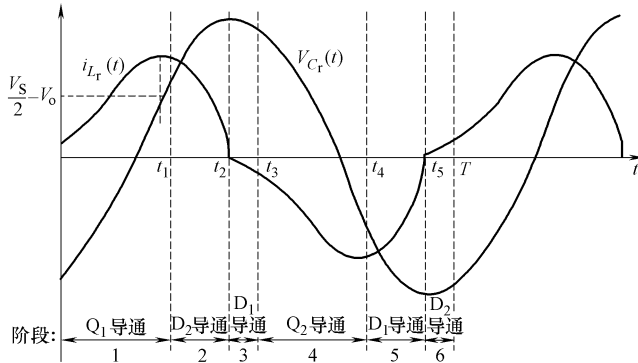


图 3.44 半波串联谐振变换器工作在高于谐振频率模式时的波形

3.9.3 连续模式 ($0.5f_n < f_S < f_n$ 或称为低于谐振频率模式)

对于低于谐振频率的工作模式,一个工作周期可以分为 4 个阶段。假定一个开关周期开始前谐振电感电流为正值,谐振电容电压为负值。开关波形与等效电路分别如图 3.45、图 3.46 所示。

$t=0$ 时刻开关管 Q_1 开通,阶段 1 开始。谐振电感电流开始增加且在谐振电容电压为 $0.5V_S - V_o$ 时谐振电感电流达到峰值。在谐振电感电流减小到零,开关管自然换流之前,开关管一直保持导通。

当反并二极管在 t_1 时刻正向偏置导通时,阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$) 开始。谐振电感电流反向并将能量回馈给高侧输入电压源。同时由于输出电流流过二极管 D_4 、 D_5 , 电压 v_{BC} 反向。

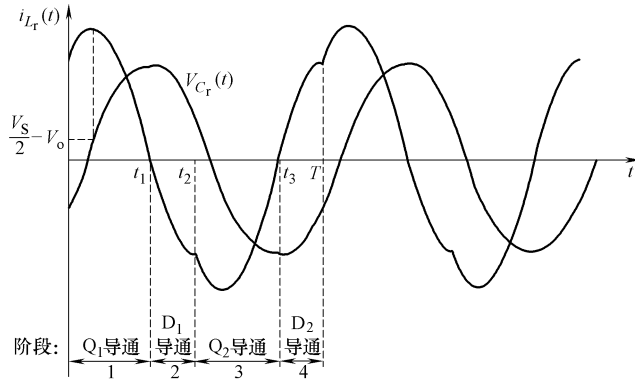


图 3.45 半波串联谐振变换器工作在低于谐振频率模式时的波形

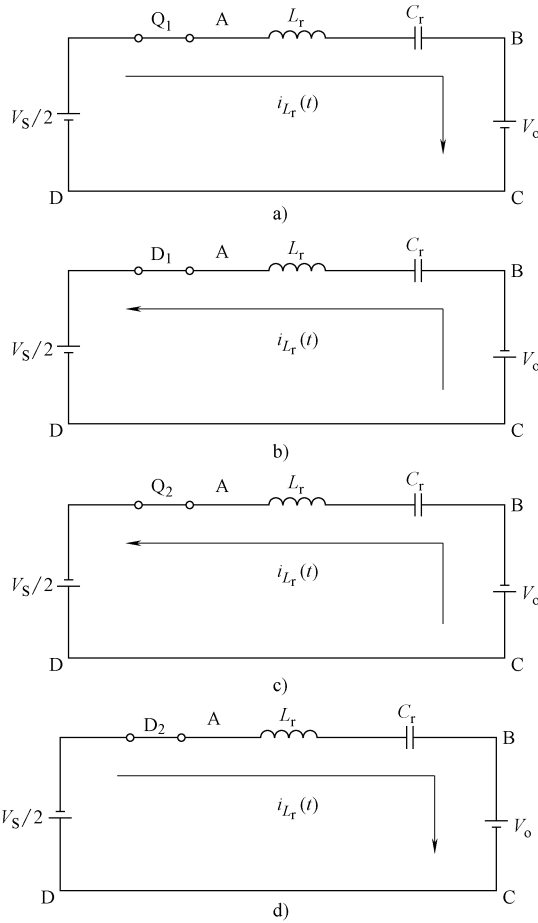


图 3.46 半桥串联谐振变换器连续模式 ($0.5f_n < f_s < f_n$) 等效电路图

a) 阶段1 ($0 < t \leq t_1$) b) 阶段2 ($t_1 < t \leq t_2$) c) 阶段3 ($t_2 < t \leq t_3$) d) 阶段4 ($t_3 < t \leq t_4$)

t_2 时刻开关管 Q_2 开通, 阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$) 开始, 直到 t_3 时刻, 即开关管 Q_2 自然关断之前, Q_2 一直保持导通。

t_3 时刻谐振电感电流继续通过二极管 D_2 流通, 阶段 4 ($t_3 < t \leq t_4$) 开始。当开关管 Q_1 再次开通时, 开始下一个工作周期。

图 3.47 所示为串联负载谐振变换器稳态归一化输出电流 I'_o 与 f_s/f_n 的关系曲线。

可以看出, 当负载电流变化时, 断续模式需要更大的开关频率变化范围来保持输出电压 V'_o 恒定。因此如果负载变化范围较大时应当避免断续模式。对于两种连续模式输出电压都保持较好的恒定, 在高于谐振频率模式工作时, 为增加输出电压或电流需要降低开关频率, 而在低于谐振频率模式工作时, 需要增加开关频率以增大输出电压或电流。因此, 连续工作模式是希望的工作模式, 它只需要较小的开关频率变化范围来调节输出电压。

例 3.5 图 3.39 所示的串联负载谐振变换器的电路参数如下: $C_r = 0.1\mu\text{F}$, $L_r = 100\mu\text{H}$, $C_f = 1000\mu\text{F}$, $C_o = 2000\mu\text{F}$ 。输入电压 V_S 为 24V, 输出电压 V_o 为 5V。开关频率为 20kHz。指出该串联负载谐振变换器的工作模式。求 (a) 谐振电感电流峰值; (b) 谐振电容电压峰值。

解: 谐振频率 f_n 为

$$f_n = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} = 50.3\text{kHz}$$

由于开关频率 $f_s = 20\text{kHz}$ 低于 $f_n/2 = 25.15\text{kHz}$, 因此该串联负载谐振变换器工作于断续工作模式。

(a) 由式 (3.70) 可知, 谐振电感电流峰值为

$$I_{L_r(\text{peak})} = \frac{V_S - 2V_o}{Z_o} = \frac{24 - 10}{\sqrt{(100/0.1)}}\text{A} = 0.443\text{A}$$

(b) 由式 (3.71) 可知, 谐振电容电压峰值为

$$v_{C_r(\text{peak})} = \frac{V_S}{2} - V_o - (V_S - 2V_o)(-1) = \frac{3V_S}{2} - 3V_o = 21\text{V}$$

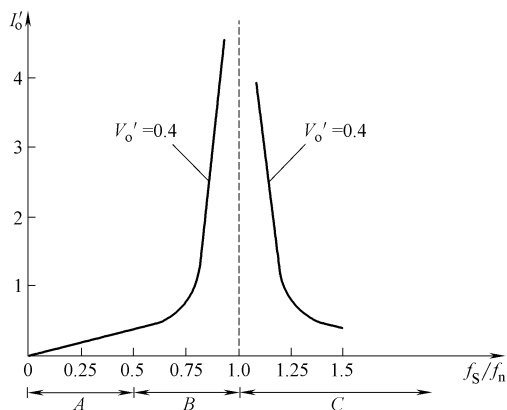


图 3.47 半桥串联谐振变换器的稳态输出特性

A—断续模式 B—低于谐振频率模式

C—高于谐振频率模式

3.10 并联负载谐振变换器

在并联负载谐振变换器^[28]中, 负载通过全波整流电路直接并联于谐振电容 C_r

两端,如图 3.48 所示。

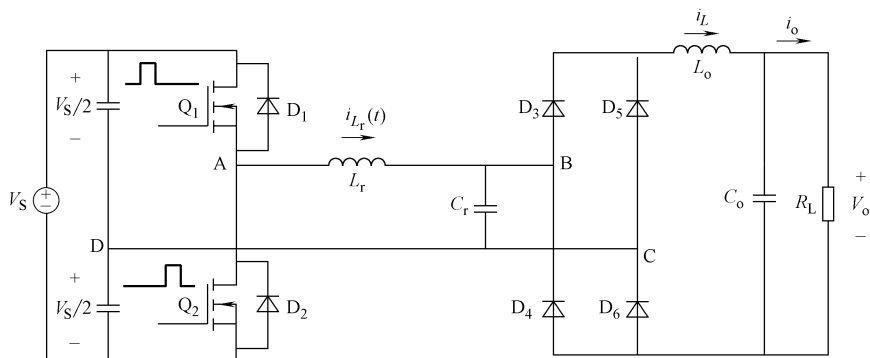


图 3.48 半桥并联负载谐振变换器电路

该变换器在不使用变压器的情况下可以提供高于或低于输入电压的输出电压。并联负载谐振变换器主要用于低压大电流场合,因为输出电感可以减小输出电容中的电流纹波。如果输出电感足够大,这种变换器的输出可以视为电流源 I_o , 等效电路如图 3.49 所示。

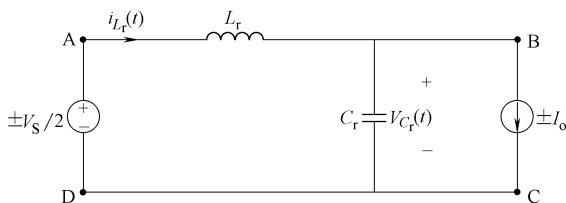


图 3.49 半桥并联负载谐振变换器等效电路图

稳态工作时,并联负载谐振变换器既可以工作于断续模式也可以工作于连续模式。

3.10.1 断续模式 ($0 < f_s < 0.5f_n$)

假定一个开关周期开始前,谐振电感中电流为零,输出电流 I_o 通过 4 个整流二极管续流。谐振电容电压被整流二极管钳位到零。断续模式的开关波形如图 3.50 所示。

$t=0$ 时刻,开关管 Q_1 开通,阶段 1 ($0 < t \leq t_1$) 开始,等效电路图如图 3.51a 所示。

谐振电感电流上升的斜率为

$$\frac{di_{L_r}(t)}{dt} = \frac{V_S}{2L_r} \quad (3.76)$$

谐振电感电流按下式线性上升:

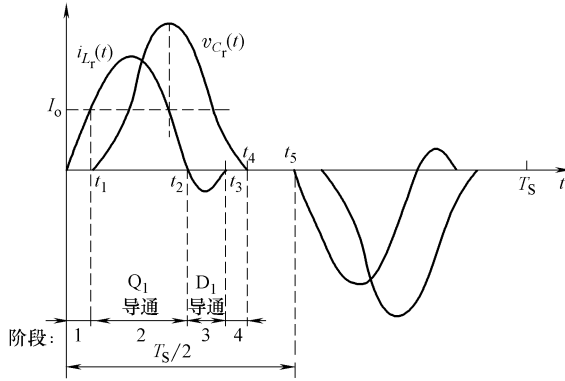


图 3.50 半桥并联负载谐振变换器工作于断续模式时的波形

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_S t}{2L_r} \quad (3.77)$$

阶段 1 经历的时间长度为

$$t_1 = \frac{2L_r}{V_S I_o} \quad (3.78)$$

t_1 时刻谐振电感电流达到输出电流 I_o ，阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$) 开始。此时输出电流 I_o 完全由输入源提供。谐振电感电流与输出电流的差值 ($i_{L_r}(t) - I_o$) 对谐振电容充电。当谐振电容电压增加时，整流二极管 D_4 、 D_5 反向偏置关断。整流二极管 D_3 、 D_6 继续保持导通，阶段 2 等效电路图如图 3.51b 所示。谐振电容电压上升斜率为

$$\frac{dv_{C_r}(t)}{dt} = \frac{i_{L_r}(t) - I_o}{C_r} \quad (3.79)$$

谐振电感电流按正弦方式持续增加，谐振电感电流 $i_{L_r}(t)$ 增加的斜率为

$$\frac{di_{L_r}(t)}{dt} = \frac{((V_S/2) - v_{C_r}(t))}{L_r} \quad (3.80)$$

通过初始条件 $i_{L_r}(0) = I_o$ 和 $v_{C_r}(0) = 0$ 可以求解得到谐振电容电压 $v_{C_r}(t)$ 和谐振电感电流 $i_{L_r}(t)$ 的表达式为

$$i_{L_r}(t) = I_o + \frac{V_S}{2Z_o} \sin[\omega_n(t - t_1)] \quad (3.81)$$

$$v_{C_r}(t) = \frac{V_S}{2} [1 - \cos\omega_n(t - t_1)] \quad (3.82)$$

其中， $Z_o = \sqrt{L_r/C_r}$ 。从上述公式可以看出，谐振电容电压近似为峰值 V_S 的半正矢波形，当谐振电容电压达到 $0.5V_S$ 时，谐振电感电流达到其峰值。另一方面，当谐

振电感电流从其峰值又回到 I_o 时, 谐振电容的电压达到最大值。开关管 Q_1 一直保持导通, 直到 t_2 时刻流过的电流下降到零, t_2 可以表示为

$$t_2 = t_1 + \frac{[\pi + \arcsin(2I_o Z_o / V_S)]}{\omega_n} \quad (3.83)$$

这样, 工作在断续模式时, 开关管自然关断。

t_2 时刻谐振电感电流降到零, 二极管 D_1 正向偏置导通, 阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$) 开始。等效电路如图 3.51c 所示, 谐振回路能量通过二极管 D_1 回馈到输入源。 t_3 时刻谐振电感电流又从其负峰值回到零, 阶段 3 结束, t_3 可以表示为

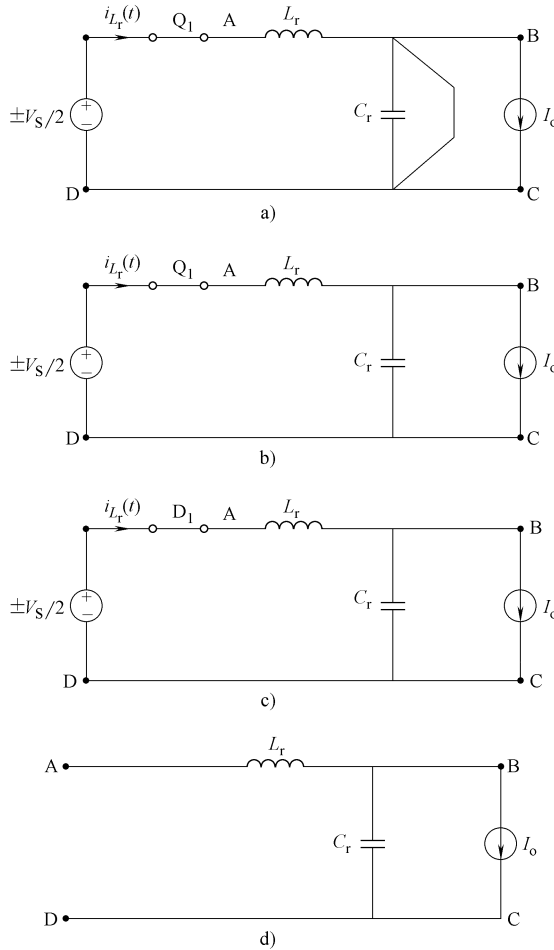


图 3.51 半桥并联负载谐振变换器断续模式等效电路图

a) 阶段 1 ($0 < t \leq t_1$) b) 阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$) c) 阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$) d) 阶段 4 ($t_3 < t \leq t_4$)

$$t_3 = t_1 + \frac{[2\pi - \arcsin(2I_o Z_o / V_S)]}{\omega_n} \quad (3.84)$$

在 t_3 时刻阶段 4 ($t_3 < t \leq t_4$) 开始, 在这个阶段谐振电容电压为

$$v_{C_r(t)} = \frac{1}{C_r} \int_{t_3}^t [-I_o] dt = v_{C_r}(t_3) - \frac{I_o(t - t_3)}{C_r} \quad (3.85)$$

其中

$$v_{C_r}(t_3) = \frac{V_S}{2} \left[1 - \cos \left(2\pi - \arcsin \frac{2I_o Z_o}{V_S} \right) \right] \quad (3.86)$$

谐振电容继续释放其存储的能量给负载, 直到时刻 t_4 , 等效电路如图 3.51d 所示。 t_4 可以表示为

$$t_4 = t_3 + \frac{C_r v_{C_r}(t_3)}{I_o} \quad (3.87)$$

t_4 时刻谐振电容电压下降到零, 阶段 5 ($t_4 < t \leq t_5$) 开始, 输出电流通过整流二极管续流, 保证其值为 I_o , 前半个工作周期结束。 t_5 时刻开关管 Q_2 导通后重复与上述前半个工作周期类似的工作过程, 只是谐振电感电流的方向和谐振电容电压的极性都反向。通过整流并平均谐振电容电压可以得到平均输出电压为

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{2}{T} \left\{ \int_{t_1}^{t_3} \frac{V_S}{2} [1 - \cos \omega_n(t - t_1)] dt + \int_{t_3}^{t_4} \left[v_{C_r}(t_3) - \frac{I_o(t - t_3)}{C_r} \right] dt \right\} \quad (3.88) \\ &= \frac{2}{T} \left[\frac{(V_S/2)(\omega_n T_3 - \sin(\omega_n T_3))}{\omega_n} + v_{C_r}(t_3) T_4 - \frac{I_o T_4^2}{2C_r} \right] \end{aligned}$$

其中

$$T_3 = t_3 - t_1 = \frac{[2\pi - \arcsin(2I_o Z_o / V_S)]}{\omega_n} \quad (3.89)$$

$$T_4 = t_4 - t_3 = \frac{C_r v_{C_r}(t_3)}{I_o} \quad (3.90)$$

这样, 在断续模式时输出电压可以通过控制开关管的关断时间而保持导通时间恒定来调节。

3.10.2 连续模式 ($f_s > f_n$ 或称为高于谐振频率模式)

工作在高于谐振频率模式时, 一个开关周期可以分为 6 个阶段。在这种工作模式下, 由于实现了零电流开通, 开关管的开通损耗可以大大减小。开关波形和等效电路分别如图 3.52 和图 3.53 所示。假定开关管开通前, 谐振电感中没有电流而谐振电容电压为某个负值。

$t=0$ 时刻开关管 Q_1 开通, 阶段 1 ($0 < t \leq t_1$) 开始, 由于谐振电容电压为负, 谐振电感电流和稳态输出电流 I_o 都流进谐振电容, 因此谐振电容电压从其负值开始增加。

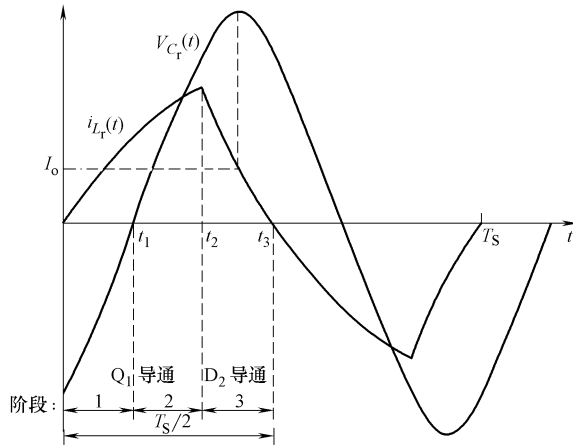


图 3.52 半桥并联负载谐振变换器工作于高于谐振频率模式时的波形

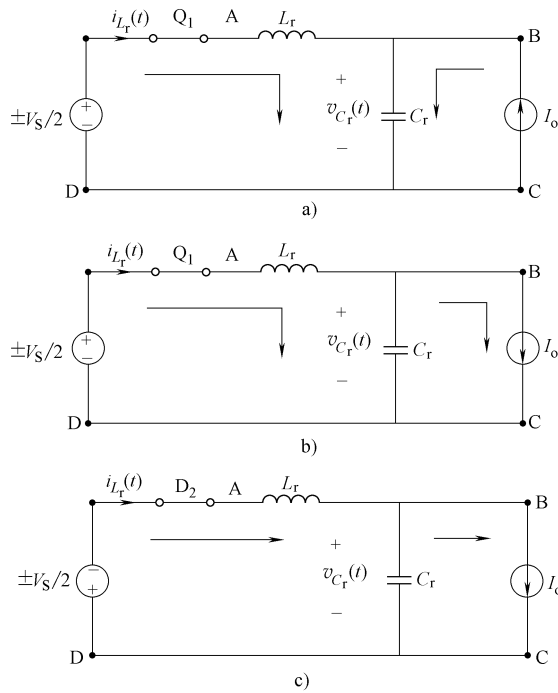


图 3.53 半桥并联谐振变换器连续模式 (\$f_s > f_n\$) 等效电路图

a) 阶段 1 (\$0 < t \le t_1\$) b) 阶段 2 (\$t_1 < t \le t_2\$) c) 阶段 3 (\$t_2 < t \le t_3\$)

t_1 时刻谐振电容电压为零, 阶段 2 ($t_1 < t \le t_2$) 开始, 谐振电感电流继续增

加, 由于谐振电容电压开始变正, 因此输出电流现在流过整流二极管 D_3 和 D_6 , 谐振电感电流与稳态输出电流之间的差值 ($i_{L_r}(t) - I_o$) 对谐振电容充电。

t_2 时刻开关管被强制关断, 阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$) 开始, 由于谐振电感电流不能突变, 反并二极管 D_2 开始导通。谐振电感电流从其峰值开始下降, 而谐振电容由于被谐振电感电流与输出电流的差值 ($i_{L_r}(t) - I_o$) 充电因而其电压继续增加。当谐振电感电流下降到等于稳态输出电流时谐振电容电压到达峰值, 然后谐振电容开始放电以维持恒定的输出电流 I_o 。 t_3 时刻谐振电感电流下降到零, 阶段 3 结束。这样就完成了前半个工作周期的工作, 后半个工作周期与前半个工作周期的工作过程完全类似, 只是谐振电感电流方向和谐振电容电压极性反向。

3.10.3 连续模式 ($0.5f_n < f_s < f_n$ 或称为低于谐振频率模式)

工作在低于谐振频率模式时, 一个开关周期可以分为 6 个阶段, 如图 3.54 所示, 前三个阶段的等效电路如图 3.55 所示。

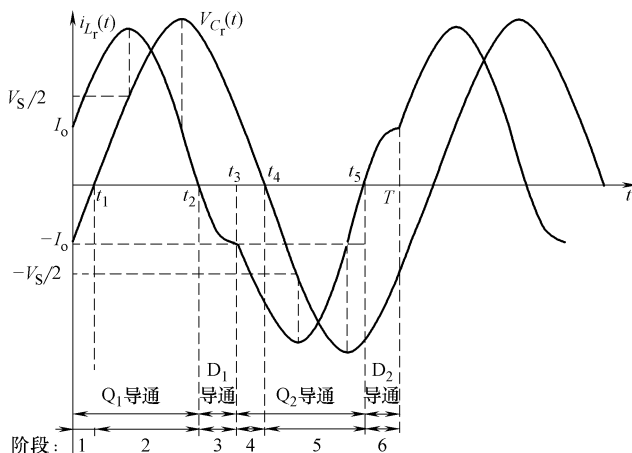


图 3.54 半桥并联负载谐振变换器工作于低于谐振频率模式时的波形

假定一个开关周期开始前, 谐振电感电流为正而谐振电容电压为负。

$t=0$ 时刻, 开关管 Q_1 开通, 阶段 1 ($0 < t \leq t_1$) 开始。谐振电容被谐振电感电流和输出电流 I_o 充电, 因而其电压开始从负值上升。

在 t_1 时刻其电压为零, 阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$) 开始, 由于谐振电容电压变为正, 输出电流流过整流二极管 D_3 和 D_6 。谐振电容现在被谐振电感电流和稳态输出电流之间的差值充电。开关管 Q_1 一直保持导通状态, 直到 t_2 时刻谐振电感电流下降到零, 开关管自然关断。

反并二极管 D_1 开始导通并将谐振回路能量回馈到输入源, 阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$) 开始, 在 t_3 时刻开关管 Q_2 开通, 阶段 3 结束。这样前半个工作周期结束, 后半个

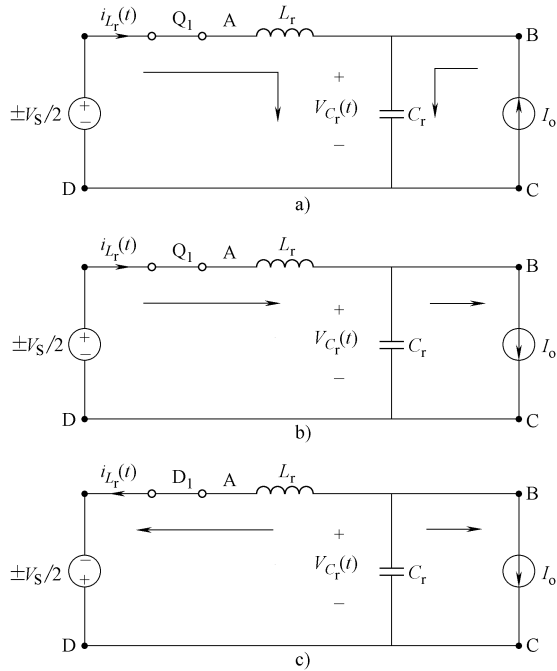


图 3.55 半桥串联谐振变换器连续模式 ($0.5f_n < f_s < f_n$) 等效电路图

a) 阶段 1 ($0 < t \leq t_1$) b) 阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$) c) 阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$)

工作周期的工作过程与前半工作周期类似，只是谐振电感电流方向和谐振电容电压极性反向。

图 3.56 所示为半桥并联负载谐振变换器的电压转换比 $V_o/0.5V_s$ 与 f_s/f_n 之间

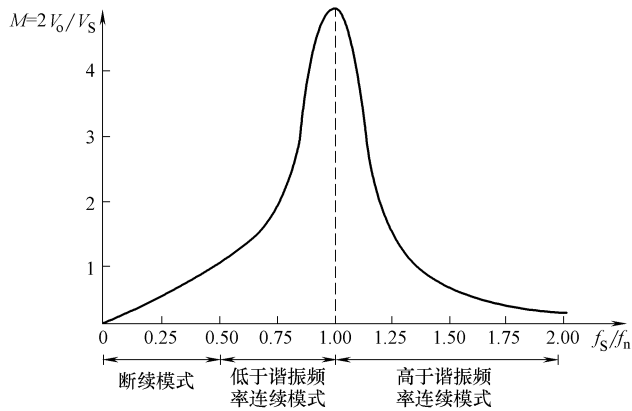


图 3.56 典型半桥并联负载谐振变换器的电压转换比 $2V_o/V_s$ 与 f_s/f_n 关系曲线

的关系曲线。当工作于断续模式时，其输出电压总是低于输入电压 $0.5V_S$ 。相反地，当工作于两种连续模式时，输出电压可以高于输入电压 $0.5V_S$ 。而高于谐振频率模式是最希望的工作模式，因为与另外两种工作模式相比，它可以用较小的开关频率变化来调节输出电压，保证输出电流不变。

例 3.6 如图 3.48 所示的并联负载谐振变换器的电路参数如下： $L_r = 50\mu\text{H}$ ， $C_r = 1\mu\text{F}$ ， $C_o = 500\mu\text{F}$ ， $L_o = 1\text{mH}$ ， $C_f = 1000\mu\text{F}$ ，输入电压 V_S 为 12V 汽车蓄电池，输出电流 I_o 为 1A，开关频率为 10kHz，在一个开关周期开始前谐振电容电压被钳位在 0V。决定变换器的工作模式。求解：(a) 谐振电感电流峰值；(b) 开关管导通的时间。

解：谐振频率 f_n 为

$$f_n = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} = 22.5\text{kHz}$$

由于开关频率 $f_s < 0.5f_n$ ，因此该并联负载谐振变换器工作于断续模式。

(a) 由式 (3.81) 可以解出谐振电感峰值电流。在下面时刻谐振电感电流达到峰值，即

$$t = \frac{\pi/2}{2\pi f_n} = 11.1\mu\text{s}$$

(b) 由式 (3.83)，开关管导通的时间大小为

$$t_2 = \frac{2L_r}{V_S I_o} + \frac{[\pi + \arcsin(2I_o Z_o / V_S)]}{\omega_n} = 43.43\mu\text{s}$$

3.11 习题

1. 图 3.9 所示的 ZCS 准谐振 Buck 变换器的输入电压为 48V，负载电阻为 12Ω 。谐振电感与谐振电容分别为 $4\mu\text{H}$ 和 147nF 。开关频率为 100kHz，输出电感与输出电容分别为 10mH 和 $100\mu\text{F}$ 。求解：(a) 平均输出电压 V_a ；(b) 谐振阶段经历的时间长度；(c) 该准谐振变换器的最小负载电阻。
2. 画出具有 M 型开关的全波 ZCS 准谐振 Buck 变换器的电路图。画出两个开关周期中的谐振电感电流和谐振电容电压波形，电路参数如下： $V_S = 48\text{V}^\ominus$ ， $L_r = 2\mu\text{H}$ ， $C_r = 79\text{nF}$ ， $f_s = 200\text{kHz}$ ， $L_o = 10\text{mH}$ ， $C_o = 100\mu\text{F}$ 。
3. 图 3.18 所示的 ZCS 准谐振 Boost 变换器的输入电压为 24V，负载电阻为 40Ω 。谐振电感与谐振电容分别为 $10\mu\text{H}$ 和 470nF 。开关频率为 25kHz，输出电感和输出电容分别为 10mH 和 $100\mu\text{F}$ 。求解：(a) 平均输出电压 V_a ；(b) 谐振阶段经历的时间长度；(c) 谐振电感电流达到负向峰值的时刻；(d) 该准谐振变换

[⊖] 原书中无。——译者注

器的最小负载电阻。

4. 判别图 3.57 所示的准谐振变换器的拓扑类型，画出一个工作周期中 4 个阶段的等效电路图。

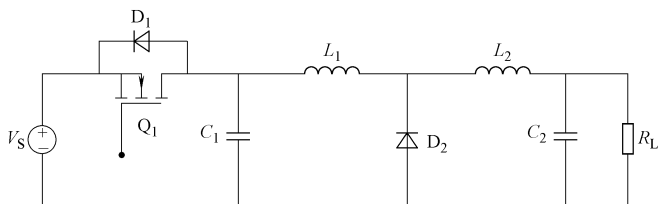


图 3.57 习题 4 电路图

5. 图 3.25 所示的 ZVS 准谐振 Buck 变换器的输入电压为 24V，负载电阻为 3Ω 。谐振电感与谐振电容分别为 $2\mu\text{H}$ 和 47nF 。平均输出电压 V_a 为 12V，输出电感和输出电容分别为 10mH 和 $100\mu\text{F}$ 。求解：(a) 开关频率；(b) 谐振阶段经历的时间长度；(c) 在谐振阶段，谐振电感电流流过零的时刻；(d) 该准谐振变换器的最大负载电阻。
6. 画出具有 L 型开关的全波 ZVS 准谐振 Boost 变换器的电路图，电路参数如下： $L_r = 10\mu\text{H}$ ， $C_r = 470\text{nF}$ ， $f_s = 25\text{kHz}$ ， $L_o = 10\text{mH}$ ， $C_o = 100\mu\text{F}$ 。画出两个开关周期中，谐振电感电流与谐振电容电压的波形。
7. 判别图 3.58 所示谐振变换器的拓扑类型，指出它是全波还是半波，是 L 型还是 M 型开关。

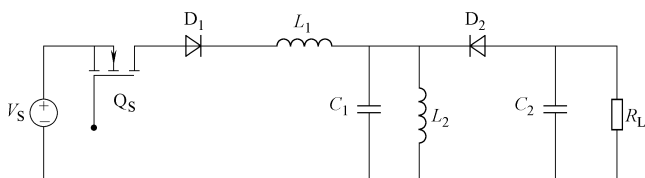


图 3.58 习题 7 电路图

8. 判别图 3.59 所示的谐振变换器拓扑类型，指出它是全波还是半波，是 L 型还是 M 型开关。

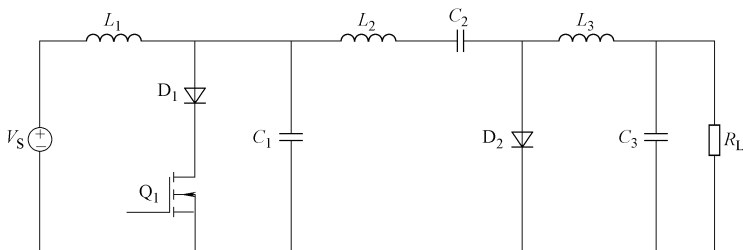


图 3.59 习题 8 电路图

9. 图 3.39 所示的串联负载谐振变换器的电路参数如下: $C_r = 0.1\mu\text{F}$, $L_r = 100\mu\text{H}$, $C_f = 2000\mu\text{F}$, $C_o = 200\mu\text{F}$ 。输入电压 V_s 为 36V 而输出电压为 12V。开关频率为 20kHz。判别该串联负载型谐振变换器的工作模式。求解: (a) 谐振电感峰值电流; (b) 谐振电感电流为负的时间长度 ($t_2 - t_1$); (c) 正半周工作的时间长度 t_3 。
10. 图 3.48 所示的并联负载谐振变换器的电路参数如下: $L_r = 100\mu\text{H}$, $C_r = 0.1\mu\text{F}$, $C_f = 2500\mu\text{F}$, $L_o = 1\text{mH}$, $C_o = 470\mu\text{F}$ 。输入电压 V_s 为 24V, 开关频率为 20kHz。判别该谐振变换器的工作模式。求解: (a) 最大稳态负载电流 I_o ; (b) 当上开关晶体管导通时, 谐振电感电流的表达式; (c) 上开关晶体管导通的时间长度。
11. 在准谐振 ZCS Buck 变换器中, 为使开关晶体管实现零电流关断, 稳态输出电流 I_o 必须小于 V_s/Z_n , 解释其物理含义。

第 4 章 隔离型变换器

4.1 简介

第 2、3 章中讨论的开关变换器拓扑，最主要的缺点就是输入和输出之间是不隔离的。一般总是希望输入电源与输出负载之间的地（或公共点）隔离，从而可以阻隔系统中其他部分的共模回流，以消除地线上的环流。开关电源中，常常需要为满足不同负载而提供多路电压相同或者不同的输出，而前面所讨论的变换器拓扑都只能提供单路输出。交流系统中常用变压器来实现输入和输出之间的隔离。同样，开关变换器中也可采用变压器来隔离输入电源与输出负载，变压器同时还能实现电压调节；因此，所有的隔离型拓扑均可输出高电压，而且使用变压器具有可实现不同电压的多路输出的优点。本章要讨论的隔离型变换器拓扑有正激、推挽、半桥、全桥、反激和谐振变换器。正激电路常用于 100 ~ 500W 的中功率应用；推挽电路一般用于几千瓦的大功率应用；半桥和全桥主要用于离线应用；反激电路一般用于 5 ~ 200W 的高电压应用。为某种应用选择合适的拓扑要考虑很多因素，如经济是否可行、电磁干扰问题以及体积和重量等。

4.2 正激变换器

正激电路是 500W 以下的中功率电源应用中最普遍的一种拓扑。图 4.1 所示为一种带从输出的正激变换器的原理图。正激电路很像 Buck 电路，只需用开关管、变压器和二极管的组合来代替基本 Buck 电路中的开关管即可。图中的中心抽头变压器有两个一次绕组和两个二次绕组。要注意，变压器绕组的同名端是同相位的，也就是说同名端的电压是同时增大或同时减小的。带负反馈回路的输出称为主输出，而无负反馈的称为从输出。从输出的动态特性取决于负载以及主输出电路的闭环特性。不过，可以通过在从输出电路中使用磁放大调节器，从而大大改善从输出的电压控制。如采用磁心作为开关，就有可能使用很少的元件在宽范围内以合理的成本对从输出实现有效的控制^[29]。正激变换器的连续工作模式可以分为两个阶段。

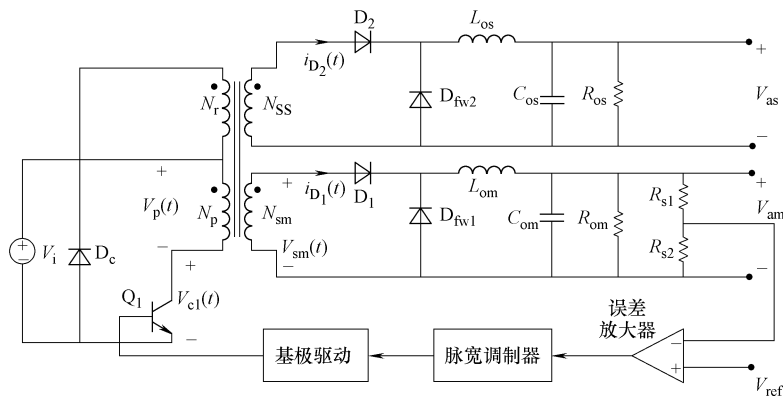


图 4.1 正激变换器的原理图

阶段 1 ($0 \leq t \leq t_{on}$)

在 $t=0$ 时刻开关管 Q_1 开通进入阶段 1，由于一次绕组 N_p 的同名端接到输入电压 V_i 的正极，所有变压器绕组的同名端电压极性都为正。一次绕组电流在时间 t_{on} 内按下式由 I_1 线性增大至 I_2 ，即

$$V_i = L_p \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} \quad (4.1)$$

忽略开关管的集-射极饱和压降，阶段 1 的持续时间为

$$t_{on} = L_p \frac{I_2 - I_1}{V_i} \quad (4.2)$$

二次绕组电流与一次主绕组电流同步增长，它们的幅值按匝比的倒数成比例关系，即 (N_p/N_s) 。二次主绕组电流在 t_{on} 内由 $I_1 (N_p/N_{sm})$ 增大至 $I_2 (N_p/N_{sm})$ 。二次主绕组同名端电压为

$$V_{sm} = V_i \frac{N_{sm}}{N_p} \quad (4.3)$$

其中， N_{sm} 是二次主绕组的匝数。类似地，二次从绕组的同名端电压为

$$V_{ss} = V_i \frac{N_{ss}}{N_p} \quad (4.4)$$

因此，改变主、从绕组的匝数就可以实现不同输出电压的目的。从原理上说，正激变换器可以按负载要求附加多个二次从绕组。由于二次同名端相对于非同名端极性为正，整流二极管 D_1 和 D_2 正向偏置，续流二极管 D_{fw1} 和 D_{fw2} 反向偏置。因

⊖ 原书误为 $<$ 。——译者注

⊖ 原书误为 t_1 。——译者注

此,在开关管导通期间,输入能量“正向传输”给输出电感,这就是此拓扑被称为正激变换器的原因。

阶段2 ($t_{\text{on}} < t \leq T$)

当开关管 Q_1 在 t_{on} 时刻关断,就进入阶段2。由于一次主绕组电流中断,使得一次绕组电压极性反向。因而,此时变压器绕组同名端相对于非同名端极性为负。连接于复位绕组 N_r 的同名端与输入公共点之间的钳位二极管 D_c 使得此电压不能降低到它的通态压降(大约为1V)之下。因此,整流管 D_1 、 D_2 反向偏置,同时续流二极管 D_{fw1} 和 D_{fw2} 正向偏置,从而允许输出电感释放储能来满足负载的需要。忽略变压器的漏感,一次绕组上的电压为

$$V_p(t) = -V_i \frac{N_p}{N_r} \quad (4.5)$$

忽略钳位二极管的压降,复位绕组上的电压就是输入电压 V_i 。于是开关管关断状态的集电极电压为

$$V_c = V_{N_r} + V_i \frac{N_p}{N_r} = V_i \left(1 + \frac{N_p}{N_r} \right) \quad (4.6)$$

如果复位绕组的匝数 N_r 等于一次绕组 N_p 的匝数,则一次绕组和复位绕组的电压都等于输入电压 V_i 。开关管的集电极电压就等于2倍的输入电源电压,即 $2V_i$ 。从式(4.6)可知,如果复位绕组的匝数大于一次绕组的匝数,开关管关断状态的电压会减小。不过,对于给定输出功率的一次最大电流会比 N_r 等于 N_p 的情况要大。如图4.2所示,在开关管关断瞬间集电极上出现了电压尖峰,这是由集电极电路引线电感和变压器漏感造成的。

因为开关管电流跌落,在集电极引起一个正向尖峰,其表达式为

$$V_{\text{lk}} = L_{\text{lk}} \frac{di_c}{dt} \quad (4.7)$$

式中, L_{lk} 是引线电感和漏感的总和。

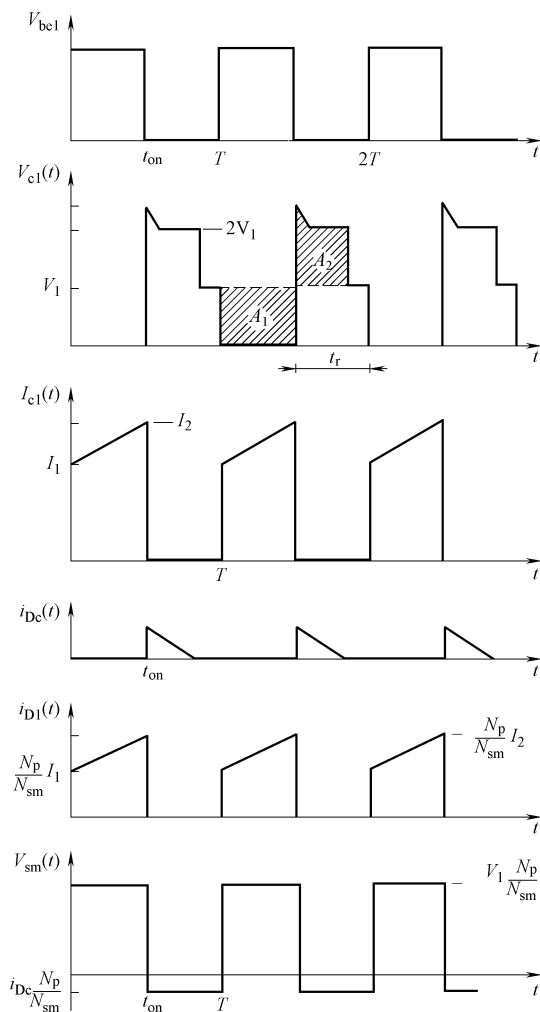
开关管在 t_{on} 时刻关断后,钳位二极管 D_c 立即导通。因此,一次绕组中存储的能量回馈至输入电源。在时间段 t_r 内持续导通以满足伏秒平衡:

$$t_r \left(\frac{N_p}{N_r} V_i \right) = t_{\text{on}} V_i \quad (4.8)$$

或

$$t_r = t_{\text{on}} \frac{N_r}{N_p} \quad (4.9)$$

这是因为变压器的磁心必须在下个开关周期开始之前完全复位,磁心必须要恢复到磁滞回线的初始状态,否则就会饱和。因此,开通状态的伏秒乘积必须等于关断状态的伏秒乘积,也就是图4.2中的阴影部分, A_1 、 A_2 的面积必须相等。当满


 图 4.2 正激变换器 $N_r = N_p$ 开关波形

足了磁心复位的伏秒乘积后，钳位二极管 D_c 关断。因为 N_r 等于 N_p ，开关管的集电极电压现在就等于输入电源电压 V_i 。要确保磁心在下个开关周期之前完全复位，所选的开关周期必须要大于 t_{on} 和 t_r 的和。如果变压器在下个开关周期之前完全复位， (t_r/T) 的最大值为 $(1 - D)$ 。因此，对于给定匝比 N_r/N_p ，最大占空比 D_{max} 满足

$$(t_r/T)_{max} = 1 - D_{max} = D_{max} (N_r/N_p) \quad (4.10)$$

即

$$D_{max} = \frac{1}{1 + (N_r/N_p)} \quad (4.11)$$

如果复位绕组的匝数等于一次绕组的匝数,最大占空比就等于50%。而如果复位绕组的匝数小于一次绕组的匝数,最大占空比就大于50%。

正激变换器的电压调整率,可以通过二次主输出的输出电感 L_{om} 上的伏秒平衡关系得到。输出电感上的平均电压在通态和断态时分别为 $[V_i(N_{sm}/N_p) - V_{am}]$ 和 $-V_{am}$ 。 V_{am} 是二次主输出的平均输出电压。因此可得

$$\left(V_i \frac{N_{sm}}{N_p} - V_{am}\right)t_{on} + (-V_{am})t_{off} = 0 \quad (4.12)$$

电压调整率为

$$V_{am} = V_i \frac{N_{sm}}{N_p} D \quad (4.13)$$

可以发现,正激变换器的电压调整率与传统的 Buck 变换器相类似。正激变换器的变压器匝比 N_{sm}/N_p 决定电压的缩放比例。

按照与 Buck 变换器相似的分析方法,输出电感电流纹波的峰-峰值为

$$\Delta I_{om} = \frac{DV_i(N_{sm}/N_p)(1-D)}{f_s L_{om}} \quad (4.14)$$

正激变换器输出电压纹波为

$$\Delta v_{om} = \frac{V_i(N_{sm}/N_p)D(1-D)}{8f_s^2 L_{om} C_{om}} \quad (4.15)$$

可以看到,除了一个由变压器匝比 N_{sm}/N_p 决定的放大系数,正激变换器的电感电流纹波和输出电压纹波与传统的 Buck 变换器非常相似。

正激变换器的输出电压纹波低,可是动态响应差,而且由于变压器利用率低导致效率也低。因此,为某种应用而选用正激电路时,需要重点考虑变压器的体积和重量。

例 4.1 图 4.1 所示的正激变换器,输入电源电压为 60V,二次主输出的平均输出电压为 5V,开关频率为 1kHz,输出电感电流纹波最大值为 0.1A,一边绕组匝数为 60,匝比 N_r/N_p 等于 1。求:(a) 二次主绕组匝数最小值 N_{sm} ; (b) 输出滤波电感 L_{om} 的值。

解:

(a) 由式 (4.11) 可知,最大占空比 D_{max} 为

$$D_{max} = \frac{1}{1 + (N_r/N_p)} = \frac{1}{1 + 1} = 0.5$$

由式 (4.13) 有

$$\left(\frac{N_{sm}}{N_p}\right)_{min} D_{max} = \frac{V_a}{V_s} = \frac{5}{60}$$

因此,二次绕组匝数的最小值为

$$(N_{sm})_{min} = N_p \left(\frac{5}{60}\right) \frac{1}{D_{max}} = 60 \times \frac{5}{60} \times \frac{1}{0.5} = 10 \text{ 匝}$$

(b) 由式 (4.14) 有

$$L_{om} = \frac{DV_i (N_{sm}/N_p)(1-D)}{f_s \Delta I_{om}} = \frac{0.5 \times 60 \times 10/60 \times (1-0.5)}{1000 \times 0.1} = 0.025\text{H} = 25\text{mH}$$

4.3 双管正激变换器

在传统的正激变换器中, 变压器中包含一个被称为复位绕组的辅助绕组, 以防止磁心饱和。因此, 为了限制开关管关断时由漏感引起的峰值电压应力, 需要使用包含一个电阻、一个电容和一个钳位二极管的有损缓冲电路。缓冲电路不仅增加了元器件数量、变换器的体积和成本, 而且由于存储在漏感中的能量以焦耳热形式损耗在电阻上, 变换器的效率也降低了。图 4.3 所示为一个双管正激变换器的原理图。如图所示, 其二次电路与传统的正激变换器类似。这种双管正激变换器的显著特点就是在传递能量的变压器中没有复位绕组。在一次侧电路中, MOSFET 开关管 Q_1 串联在变压器一次侧低电压端与输入端的地之间。第二个 MOSFET 开关管 Q_2 串联在输入电压 V_S 与变压器一次侧的高电压端之间。钳位二极管 D_{R1} 连接在变压器一次侧高电压端与输入的地之间, 而钳位二极管 D_{R2} 连接在 V_S 与变压器一次侧低电压端。利用这些钳位二极管把漏感能量返回到输入源 V_S , 同时经过 V_S 处的每一个 MOSFET 钳位峰值电压。两个 MOSFET 开关的驱动信号相同, 所以它们同时开通、同时关断。

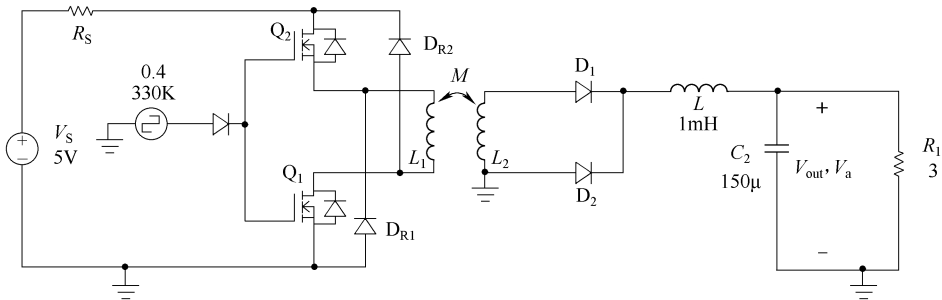


图 4.3 双管正激变换器

图 4.4 所示为电压与电流的仿真波形, 其中图 4.4a 为传统正激变换器的波形, 图 4.4b 为双管正激变换器的波形, 其中变压器一次侧包含一个与之串联的等效漏感。波形从上到下依次代表输出电压 V_{out} , MOSFET 开关管 Q_1 源漏两端电压 $V(Q_1)$, 二极管反向恢复电流 $I(D_R)$, MOSFET 电流 $I(Q_1)$ 。变压器一次绕组电感 $L_1 = 4.6\mu\text{H}$, 二次绕组电感 $L_2 = 115\mu\text{H}$, 互感 $M = 22.96\mu\text{H}$ 。因为 $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, 所以耦合系数 $k = 0.9985$ 。当输入电压 $V_S = 5\text{V}$, 匝数比 $N = 5$, 占空比 $D = 0.4$ 时, 平均输出电压 $V_a = 10\text{V}$ 。

从图 4.4a 可知, 在传统正激变换器中, 开关管 Q_1 关断时, 两端电压为 10V ,

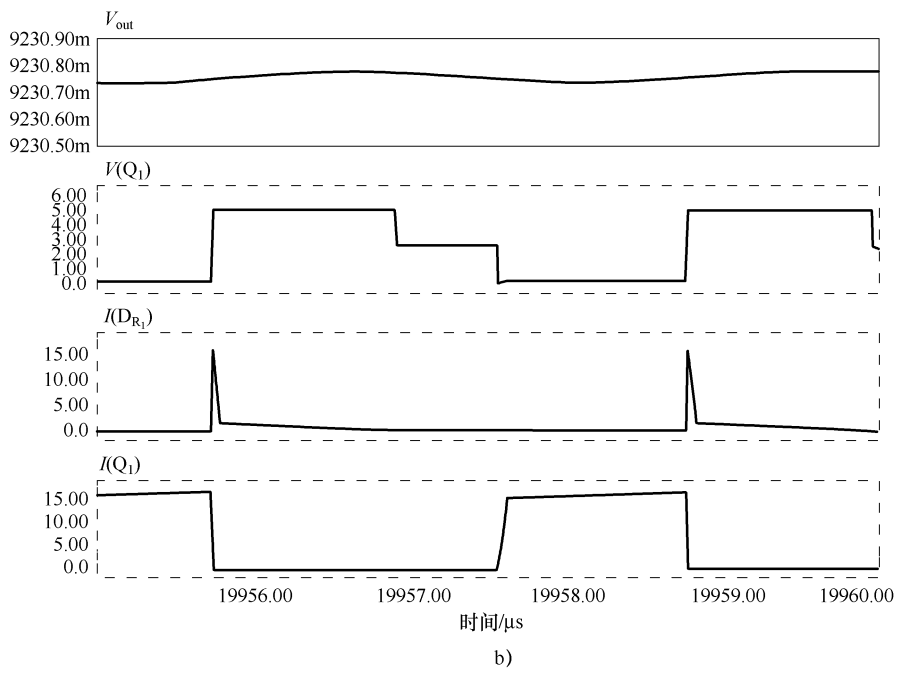
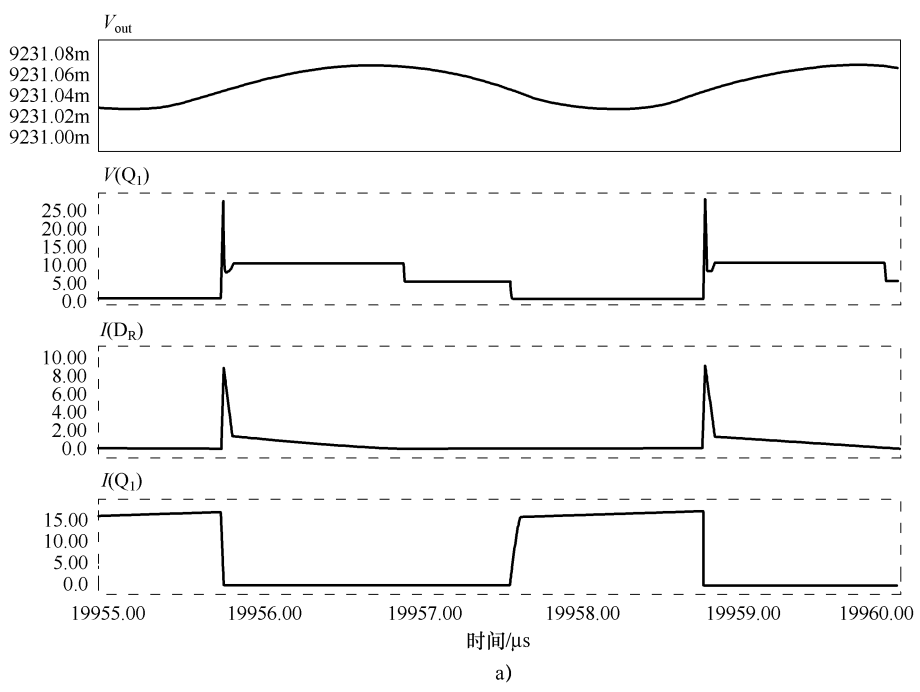


图 4.4 电流和电压仿真波形
a) 传统正激变换器 b) 双管正激变换器

当二极管反向恢复电流 $I(D_R)$ 减小到零时,降低到 $5V$,在下一次开关导通时降低到 $0V$ 。当晶体管关断的瞬间,由于漏感中存储的能量得到释放,尖峰电压达到 $25V$ (即 5 倍的 V_S)。图 4.4b 给出了双开关正激变化器的波形。从图中可知,晶体管 Q_1 关断的瞬间,漏电压为 $5V$,且没有任何的电压尖峰。由于电源电压 $5V$ 平均地分配到两个晶体管 Q_1 和 Q_2 上,因此当二极管反向恢复电流 $I(D_{R1})$ 减小到零时漏电压降低到 $2.5V$ 。因此,这个拓扑的主要优势就是,在晶体管关断期间,当漏感能量返回到输入源时,瞬时电压被钳位到 V_S (即 $5V$)。

4.4 推挽变换器

推挽变换器是由两个反相工作的正激变换器组合而成。因此,推挽变换器具有正激变换器拓扑所有的优点,即变压器上的电压(也就是开关管的集电极峰值电压)被限制在 2 倍输入电压。这是因为采用对称的中心抽头变压器一次侧的两个绕组具有相同的匝数。由于电源提供给负载的功率并不在变压器中存储,推挽变换器比正激变换器能处理更多的功率,且效率更高,控制更好。图 4.5 所示为推挽变换器的基本电路原理图。开关管 Q_1 , Q_2 按照由输入电压 V_i 、变压器电压比以及预期输出电压所决定的占空比每半周期交替导通。

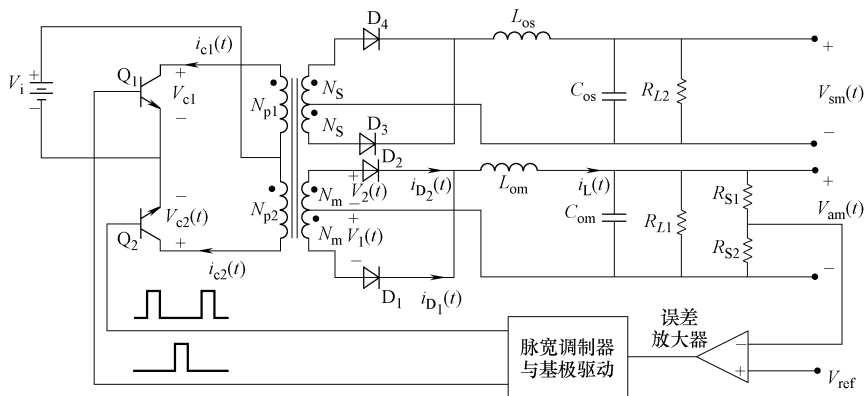


图 4.5 推挽变换器基本电路原理图

因此,考虑到开关管的关断时间,最大占空比将略小于 50% 。否则, 2 个开关管会发生“直通”而导致彻底损坏。通过在 Q_2 的开通和 Q_1 的关断之间设置死区时间 t_d ,可以避免直通现象发生。死区时间 t_d 至少要等于开关管的关断时间。

当开关管 Q_1 在前半周期开通时,由于输入电压加在一次绕组 N_{p1} 上,变压器全部绕组的非同名端电压极性均为正。如图 4.6 所示,集电极电流 $i_{c1}(t)$ 在时间 t_{on} 内从 I_1 线性增长至 I_2 。由于 2 个一次绕组的匝数相同,开关管 Q_2 集电极上承受的电压为输入电压的 2 倍。

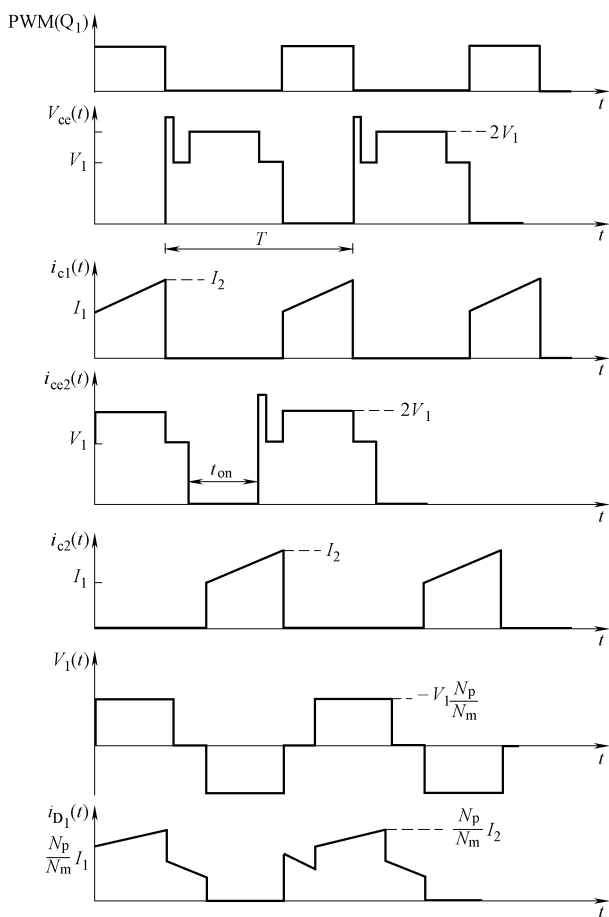


图 4.6 推挽变换器的波形

二极管 D_1 上的电压是矩形波，幅值为输入电压 V_i 乘以变压器电压比，即

$$v_1 = V_i \frac{N_m}{N_p} \quad (4.16)$$

式中， $N_p \leq N_{p1} \leq N_{p2}$ 。二极管 D_1 正偏导通，因此输出电感 L_{om} 在本时段内充磁。二极管 D_1 的电流 $i_{D1}(t)$ 与集电极电流 $i_{c1}(t)$ 成比例

$$i_{D1}(t) = i_{c1}(t) \frac{N_p}{N_m} \quad (4.17)$$

开关管 Q_1 在 $t = t_{on}$ 时关断。要注意由于开关管的关断时间， t_{on} 必须小于半个开关周期。当开关管 Q_1 关断时，由于集电极电流迅速减小以及电路中引线电感和漏感的存在，造成集电极上出现一个尖峰电压。当这些能量消耗完后，集电极电压下降到与输入电压相同。由于两管都处于关断状态，电压都等于输入电压，当 Q_1 的集电极

电流在 t_{on} 时刻瞬间下降到 0，如图 4.7 所示，在另一个开关管 Q_2 开通之前，会通过二极管续流。此电流产生的原因是当 Q_1 关断时，输出电感上的电压反相。

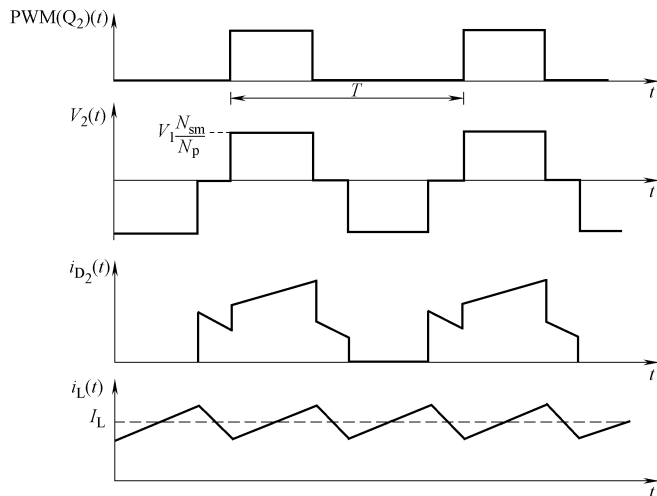


图 4.7 推挽变换器输出波形

由于两个二极管的阴极电压为负，因此都正偏导通，每个二极管承受输出电感电流的一半。因此，推挽变换器中的整流二极管与传统 Buck 电路中的二极管一样具有续流功能。

推挽电路的电压调整率可以从输出电感 L_{om} 的伏秒平衡关系导出。忽略开关管和二极管的通态压降，当任意一个开关管开通时输出电感上的平均电压为 $[V_i (N_m/N_p) - V_{\text{am}}]$ 。在二极管续流期间，输出电感上的平均电压为 $-V_{\text{am}}$ 。因此

$$\left(V_i \frac{N_m}{N_p} - V_{\text{am}} \right) 2t_{\text{on}} - V_{\text{am}} (T - 2t_{\text{on}}) = 0 \quad (4.18)$$

在 t_{on} 前有系数 2 是因为每个开关周期输出电感都要充磁 2 次。电压调整率为

$$V_{\text{am}} = V_i \frac{N_m}{N_p} \left(\frac{2t_{\text{on}}}{T} \right) \quad (4.19)$$

而考虑开关管和二极管的通态压降，则有

$$V_{\text{am}} = \left[(V_i - V_{\text{cesat}}) \frac{N_m}{N_p} - V_d \right] \left(\frac{2t_{\text{on}}}{T} \right) \quad (4.20)$$

双极晶体管的推挽电路中最常见的一种不正常工作模式是由变压器磁通不平衡引起的，即 2 个一次绕组伏秒乘积不相等。这样，磁心在一个开关周期之后将不能回到磁滞回线上的初始点。于是几个周期之后，磁心就会饱和。而如果磁心饱和，就无法承受输入电压。因此双极晶体管上将承受很大的电流、电压，并最终由于过热失控而导致损坏。而如果是采用功率 MOSFET 的推挽电路，由于 MOSFET 的负

温度系数特性, 这个不正常工作模式的危害就相对没那么严重。当由于磁通不平衡问题造成功率 MOSFET 温度升高时, 其沟道电流会趋于减小。因此, 在推挽电路中采用功率 MOSFET 可以缓解变压器磁通不平衡造成的过热失控问题。

4.5 半桥变换器

由于半桥变换器的开关管不像正激电路和推挽电路一样承受两倍的输入电压, 它主要应用于离线开关变换器。图 4.8 所示为半桥变换器的电路原理图。通过一个隔直电容 C_b , 变压器的非同名端与两个大小相等的滤波电容 C_{f1} 、 C_{f2} 的公共连接点接在一起。

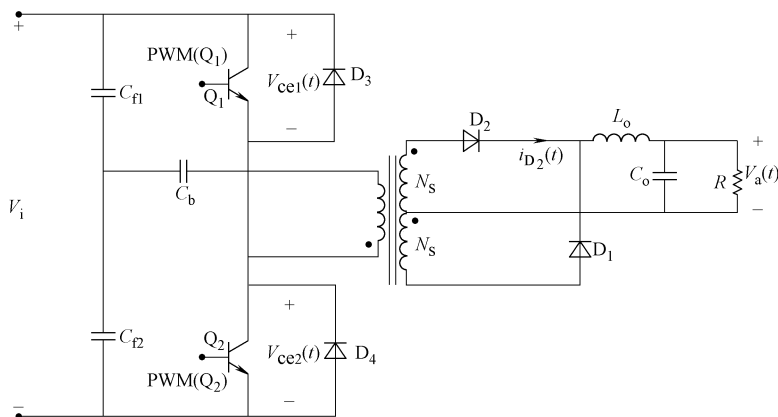


图 4.8 半桥变换器电路原理图

在某些应用中可以省略隔直电容。流入变压器的电流给这个电容充电会造成一次电压降低。输入电压 V_i 加在滤波电容 C_{f1} 、 C_{f2} 上。因此, 其公共点平均电压为 $V_i/2$ 。而引入隔直电容的目的是为了避免当公共点电压不能保证为输入电压的一半时造成的磁通不平衡问题。变压器的同名端与两个按“图腾柱”结构连接的开关管的公共连接点接在一起。开关管 Q_1 、 Q_2 每半个开关周期交替导通。即每半个周期分别把变压器同名端连接到 V_i 或地, 而非同名端电压维持在 $V_i/2$ 。当 Q_1 导通, 变压器一次同名端电压为 V_i , 而由于非同名端电压为 $V_i/2$, 则一次绕组上的电压为 $V_i/2$ 。所以变压器二次绕组同名端电压极性均为正。由于 Q_1 持续导通, Q_2 的集电极电压为 V_i 。整流二极管 D_2 导通, 输出电感 L_o 在此阶段充磁。当 $t \leq t_{on}$ 时 Q_1 关断, 这时由于变压器同名端通过 Q_2 接地。而非同名端此时电位比同名端要高, 二极管 D_1 正偏导通, 输出电感充磁。显然一次绕组上的电压一直维持在一半的输入电压。在两个开关管开通的阶段间隙, 通过二极管 D_1 和 D_2 续流把存储在输出电感 L_o 中的能量传输给输出电容和负载。图 4.9 所示为半桥变换器的开关波形。

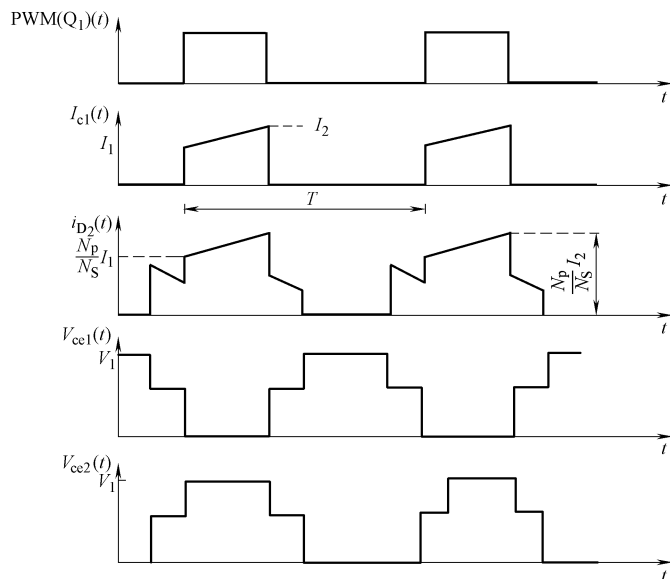


图 4.9 半桥变换器开关波形

半桥电路的电压调整率可以从输出电感的伏秒平衡关系导出。在 t_{on} 和 t_{off} 期间，输出电感上的平均电压分别为 $[(V_i/2)(N_s/N_p) - V_a]$ 和 $-V_a$ 。因此

$$\left(\frac{V_i N_s}{2 N_p} - V_a\right) \frac{2t_{\text{on}}}{T} - V_a \frac{t_{\text{off}}}{T} = 0 \quad (4.21)$$

在 t_{on} 前有系数 2 是因为每个开关周期输出电感都要充磁 2 次。电压调整率为

$$V_a = V_i \frac{N_s}{N_p} 2 \left(\frac{t_{\text{on}}}{T}\right) \quad (4.22)$$

而考虑开关管和二极管的通态压降，则有

$$V_a = \left[\left(\frac{V_i}{2} - V_{\text{ce}} \right) \frac{N_s}{N_p} - V_d \right] \left(\frac{2t_{\text{on}}}{T} \right) \quad (4.23)$$

半桥变换器需要的控制电路相对复杂。由于 Q_1 发射极不是直接接地，它需要隔离的驱动信号。由于滤波电容要处理全部一次电流，通常会增加体积和成本。与正激电路相比，由于半桥电路为全波整流输出，使得输出电感和输出电容较小。半桥电路的另一个重要特性就是变压器漏感的尖峰被输入直流母线钳位。因此，漏感中的能量将流回输入母线，而不需要用电阻元件来消耗。

4.6 全桥变换器

由于全桥变换器的开关管承受的电压仅为输入电压 V_i 的幅值，它也主要应用

于离线开关变换器。图 4.10 所示为全桥变换器的电路原理图。开关组合 Q_1 — Q_4 与 Q_2 — Q_3 每半个开关周期交替导通。当 Q_1 — Q_4 开通，变压器一次绕组的同名端连接到输入电压 V_i ，而非同名端连接到近地电位。

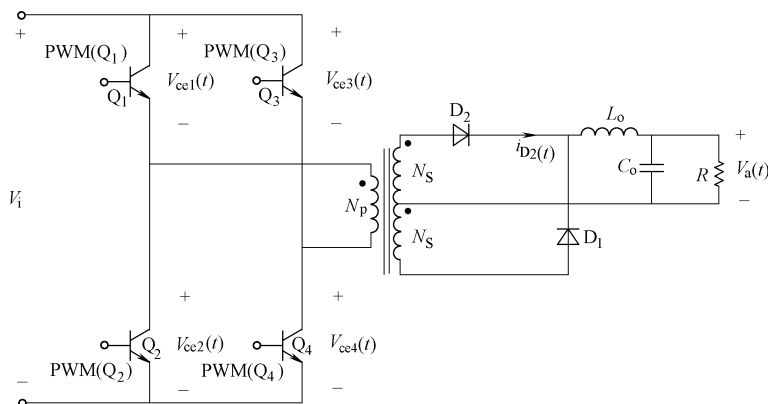


图 4.10 全桥变换器电路原理图

因此，变压器二次绕组的全部同名端均比非同名端电位要高。输出二极管 D_2 导通并给输出电感充磁。二次绕组电压与一次绕组电压成比例。当 Q_2 — Q_3 开通，此时变压器一次绕组的非同名端连接到输入电压 V_i ，而同名端连接到近地电位，输出二极管 D_1 导通给输出电感充磁。当所有开关管都关断时， D_1 、 D_2 续流。图 4.11 所示为全桥变换器开关波形。

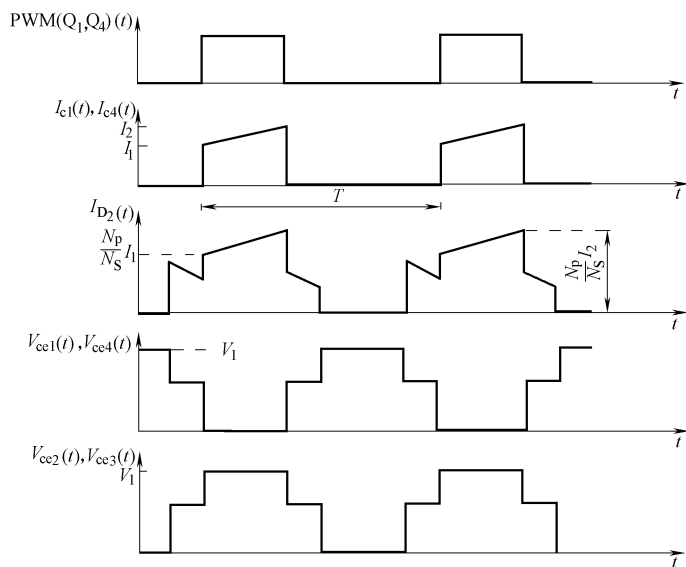


图 4.11 全桥变换器波形

全桥电路的电压调整率可以从输出电感的伏秒平衡关系导出。在 t_{on} 和 t_{off} 期间, 输出电感上的平均电压分别为 $[V_i(N_S/N_p) - V_a]$ 和 $-V_a$ 。因此

$$\left(V_i \frac{N_S}{N_p} - V_a\right) \frac{t_{\text{on}}}{T} - V_a \frac{t_{\text{off}}}{T} = 0 \quad (4.24)$$

则电压调整率为

$$\frac{V_a}{V_i} = \frac{N_S}{N_p} \cdot \frac{t_{\text{on}}}{T} \quad (4.25)$$

即

$$\frac{V_a}{V_i} = \frac{N_S}{N_p} \cdot D \quad (4.26)$$

全桥变换器的输出功率为半桥变换器的 2 倍, 这是因为加在一次绕组上的电压为全部输入电压, 而不是一半 (半桥电路)。全桥变换器的变压器利用率高, 但是需要更为复杂的驱动电路以驱动上、下侧的开关管, 它也可能出现磁通不平衡的问题。

4.7 反激变换器

反激变换器广泛应用于高压和离线供电电源。首先, 它是一种恒功率输出的开关变换器, 而且反激变换器不需要输出电感。因此, 对于多输出应用, 它与其他变换器拓扑相比由于对输出电压跟踪性能更好而具有很大的吸引力, 与其他拓扑比较的另一个重要优点是不需要输出电感, 可以节约体积和成本。

图 4.12 所示为反激变换器电路原理图。当开关管 Q_S 在当 $t=0$ 时刻开通, 绕组同名端相对于非同名端电位为负。因此, 输出整流二极管 D_1 反向偏置。在这个时段, 输出负载电流由输出电容 C_o 维持。需要注意的是反激变换器并不需要续流二极管。忽略开关管 Q_S 的通态电压降, 一次绕组电流按如下表达式线性增长, 即

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{V_i}{L_p} \quad (4.27)$$

式中, L_p 是一次绕组的励磁电感。一次电流的峰值 $I_{p,\text{max}}$ 为

$$I_{p,\text{max}} = \frac{V_i}{L_p} t_{\text{on}} \quad (4.28)$$

式中, t_{on} 是开关管的导通时间。可以看出最大输入电流 $I_{p,\text{max}}$ 与负载变化情况无关。因此, 反激变换器输出恒功率。

开关管 Q_S 在 $t=t_{\text{on}}$ 时刻关断, 由于磁通不能突变, 一次绕组电压极性反相。则此时绕组同名端电位高于非同名端。输出整流二极管 D_1 正偏导通, 二次绕组中

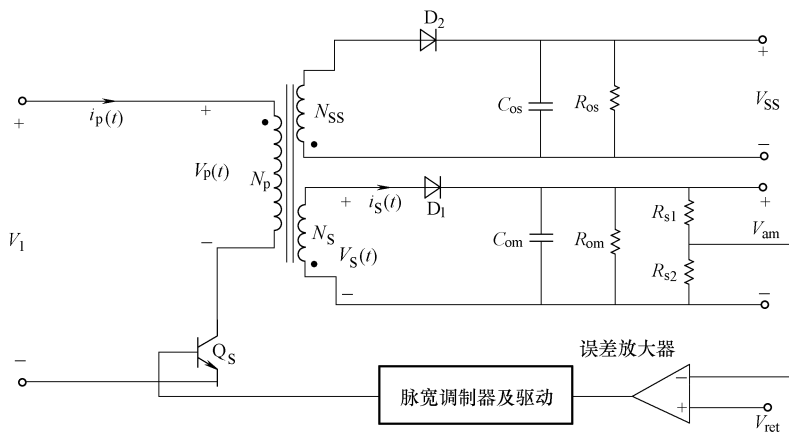


图 4.12 反激变换器电路原理图

有电流流过，此电流按下式线性减小，即

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \quad (4.29)$$

式中， L_s 是二次绕组的励磁电感， V_s 是二次主绕组上的电压。二次主绕组的峰值电流 $I_{s,max}$ 与一次峰值电流有关，其表达式为

$$I_{s,max} = \left(\frac{N_p}{N_s} \right) I_{p,max} \quad (4.30)$$

如果在开关管再次开通之前，二次绕组电流就已经减小到 0（见图 4.13），则就说反激变换器工作在断续模式。因此，反激变换器首先在导通阶段把能量存储在变压器中，然后在开关管关断阶段把能量传输给负载。输入功率 P_i 定义为

$$P_i = \frac{L_p (I_{p,max})^2}{2T} \quad (4.31)$$

对应式 (4.28)，输入功率也可以表示为

$$P_i = \frac{(V_i t_{on})^2}{2TL_p} \quad (4.32)$$

由于反激变换器是恒功率输出，要通过保持伏秒乘积 $V_i t_{on}$ 不变来维持输出电压。变换器的效率定义为

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_i} = \frac{(1/2T)L_s I_{s,max}^2}{(1/2T)L_p I_{p,max}^2} = \frac{L_s I_{s,max}^2}{L_p I_{p,max}^2} \quad (4.33)$$

从式 (4.33) 可以得到一次绕组和二次绕组电流之间的关系为

$$I_{s,max} = \sqrt{\eta} \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} I_{p,max} \quad (4.34)$$

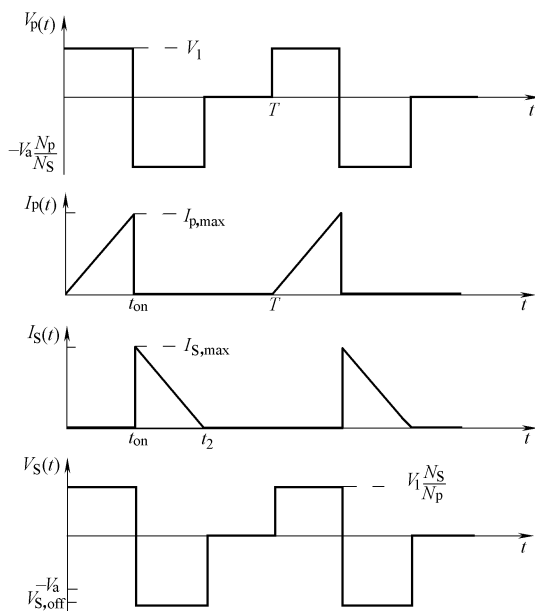


图 4.13 反激变换器断续模式工作波形

或

$$I_{S,\max} = \sqrt{\eta} \left(\frac{N_p}{N_s} \right) I_{p,\max} \quad (4.35)$$

由于 $(N_p/N_s)^2 = (L_p/L_s)$, 平均负载电流 I_a 可以通过对二次绕组电流在一个开关周期 T 内的积分得到

$$I_a = \frac{1}{2} I_{S,\max} \left(\frac{t_2}{T} \right) \quad (4.36)$$

由式 (4.36), 可得 t_2 为

$$t_2 = \sqrt{\frac{V_a N_p}{V_i N_s} \frac{2L_s}{fR}} \quad (4.37)$$

式中, R 是负载阻抗。

反激变换器的开关管如果在能量还在向负载传输时开通, 则称它是工作在连续模式的。图 4.14 所示为反激变换器连续工作模式的波形。当开关管在 $t=0$ 时刻开通, 一次电流在时间 t_{on} 内线性地从最小值 $I_{p,\min}$ 增加到最大值 $I_{p,\max}$, 满足关系式

$$V_i = L_p \frac{I_{p,\max} - I_{p,\min}}{t_{on}} \quad (4.38)$$

当开关管在 $t=t_{on}$ 时刻关断, 电流转移到二次并在时间 t_{off} 内线性地从最大值 $I_{S,\max}$ 减小到最小值 $I_{S,\min}$, 满足关系式

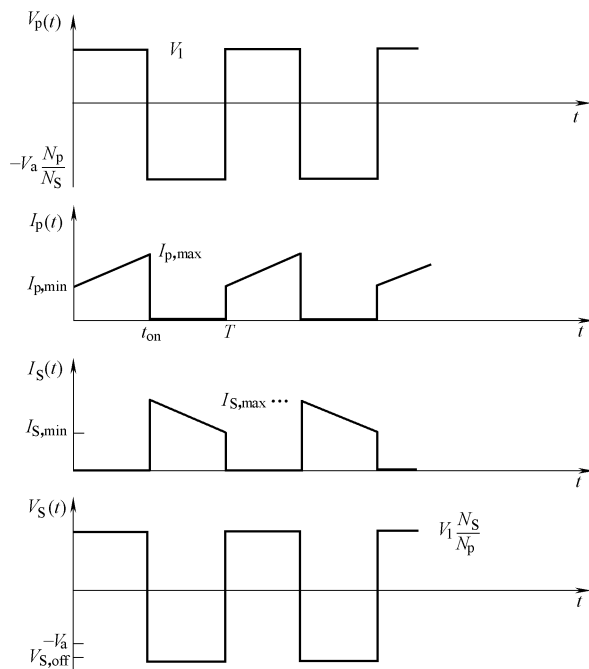


图 4.14 反激变换器连续工作模式波形

$$V_a + V_d = V_S = L_S \frac{I_{S,\max} - I_{S,\min}}{t_{\text{off}}} \quad (4.39)$$

式中, L_S 是二次绕组的电感。

由于开关管在二次电流下降到 0 之前再次开通, 此电流再次转移到一次侧。一次、二次电流之间的关系由变压器匝比决定, 即

$$I_{S,\max} - I_{S,\min} = \frac{N_p}{N_s} (I_{p,\max} - I_{p,\min}) \quad (4.40)$$

平均输出电流 I_a 为

$$I_a = \frac{I_{S,\max} + I_{S,\min} t_{\text{off}}}{2T} \quad (4.41)$$

反激变换器连续工作模式的平均输出电压 V_a 为

$$V_a = V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \frac{D}{1-D} \quad (4.42)$$

开关管关断时的集电极电压为

$$V_c = V_i + \frac{N_p}{N_s} V_a \quad (4.43)$$

断续模式工作的反激电路适合于要求输出电流恒定的应用, 而连续模式工作的反激电路则适合于要求输出电压恒定的应用。与连续工作模式相比, 断续工作

模式的反激电路响应更快，负载电流或输入电压突变引起的输出电压瞬时尖峰较小，不过断续工作模式的峰值电流更大。因此，断续工作模式的反激变换器需要额定电流更大的反激变压器以及更大额定纹波电流的输出电流。由于变压器利用率低，反激变压器的设计也是很关键的^[31,32,33]。由于输入电源与负载隔离，二次侧产生的故障不会直接影响到一次侧。因为没有输出滤波器，反激变换器的输出电压纹波较大。在本书第 14 章中对 3 种反激变换器进行了分析和评价。

例 4.2 如图 4.12 所示连续工作模式的反激变换器，输入电压为 50V，平均输出电压为 100V，一次绕组励磁电感 L_p 为 1mH，匝比 (N_s/N_p) 为 4。当开关频率 f_s 为 1kHz 时，求：(a) 占空比；(b) 二次绕组的励磁电感。

解：

(a) 由式 (4.42) 可得

$$\frac{D}{1-D} = \left(\frac{V_a}{V_i} \right) \left(\frac{N_p}{N_s} \right) = \frac{100}{50} \times \frac{1}{4} = 0.5$$

因此，所求的占空比为

$$D = \frac{0.5}{1.5} = 0.333$$

(b) 二次绕组的励磁电感 L_s 为

$$L_s = L_p \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 = 1\text{mH} \times 4^2 = 16\text{mH}$$

4.8 双管反激变换器

在传统的反激变换器中，需要一个有损缓冲电路，当开关晶体管关断时，用来限制由反激变压器漏感引起的峰值电压。缓冲电路不仅增加了元器件数量、变换器的体积和成本，同时由于存储在漏感中的能量以焦耳热形式损耗在电阻上，变换器的效率也降低了。图 4.15 所示为双管反激变换器的原理图^[30]。功率变压器和二次电路与传统反激变换器类似。在一次电路中，原来的 MOSFET 开关 Q_1 依然串联在变压器一次侧低电压端与输入地之间。加入第二个晶体管 Q_2 串联在电源 V_s 与变压器一次侧高电压端。钳位二极管 D_1 连接在变压器一次侧高电压端与输入的地之间，而钳位二极管 D_2 连接在 V_s 与变压器一次侧低电压端。钳位二极管的作用是将漏感存储的能量返回到输入电容 C_1 中，并将每一个 MOSFET 的峰值电压钳位于 V_s 。两个 MOSFET 开关的驱动信号相同，所以它们同时开通、关断。

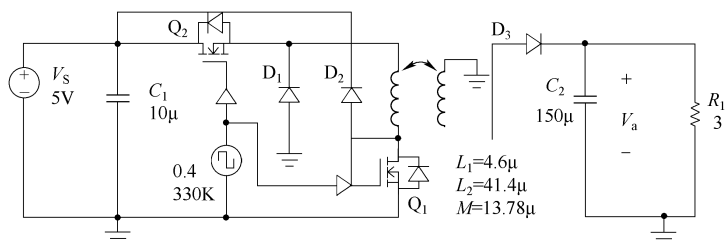


图 4.15 双管反激变换器

图 4.16 所示为电流和电压的仿真波形，其中图 4.16a 为传统反激变换器的波形，图 4.16b 为双管反激变换器的波形，其中变压器一次侧包含了一个串联的等效漏感。波形从上到下依次代表输出电压 V_a ，一次绕组电流 $I(L_1)$ ，二次绕组电流 $I(L_2)$ ，MOSFET 开关管 Q_1 源漏两端电压 $V(Q_1)$ 。反激变压器一次绕组电感 $L_1 = 4.6\mu\text{H}$ ，二次绕组电感 $L_2 = 41.4\mu\text{H}$ ，互感 $M = 13.78\mu\text{H}$ 。因为 $M = k \sqrt{L_1 L_2}$ ，所以耦合系数 $k = 0.9985$ 。由于耦合系数小于 1，所以反激变压器存在漏感。当输入电压 $V_S = 5\text{V}$ ，匝数比 $N = 3$ ，占空比 $D = 0.4$ 时，平均输出电压 $V_a = 10\text{V}$ 。

从图 4.16a 可知，在传统反激变换器中，开关管 Q_1 关断时源漏两端电压为 8V ，在下一个开关导通时降低到 0V 。当晶体管关断的瞬间，由于漏感中存储的能量释放，尖峰电压达到 25V （即 5 倍的 V_S ）。图 4.16b 给出了双管反激变换器的波形。从图中可知，由于开关管关断时 8V 平均地分配到两个晶体管 Q_1 和 Q_2 上，所以每一个开关管的漏极电压为 4V 。因此，这个拓扑的主要优势就是，当晶体管关断瞬间，漏感能量返回到输入电容时，瞬时电压被钳位到 V_S （即 5V ）。

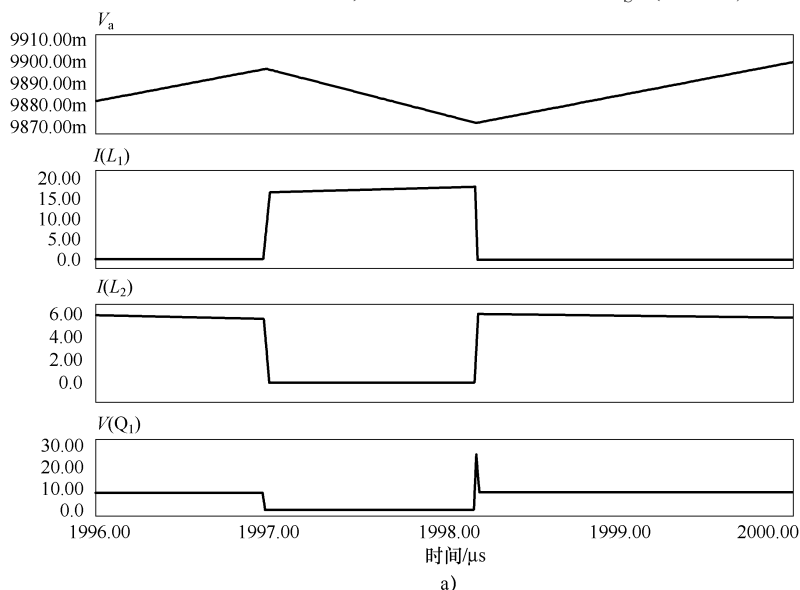


图 4.16 电流和电压仿真波形

a) 传统反激变换器

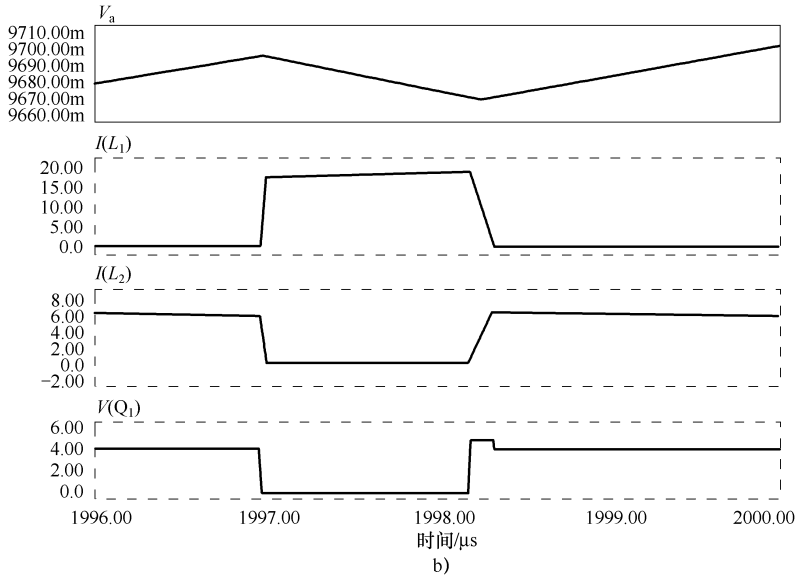


图 4.16 电流和电压仿真波形 (续)
b) 双管反激变换器

4.9 双向有源桥变换器

双向有源桥 (DAB) 变换器是一种隔离型开关变换器, 允许能量在两个电压值不同的直流电压源之间双向流动; 因此, 这种变换器可以在两个方向上升压或降压。与其他大多数变换器相同, 应用软开关技术同样可以提高这种拓扑的效率^{[34],[35]}。DAB 变换器可应用于动态能量存储装置, 如新能源、电动汽车、智能电网分布中使用的飞轮电池和超级电容^{[36],[37],[38],[39]}。

图 4.17 所示为 DAB 变换器的原理图。电路以变压器 T_x 为中心、成对称结构分布。DAB 变换器的主电路元件有: 两个电压源 V_1 和 V_2 , 两个电容 C_1 和 C_2 , 一个右手边由开关 S_{11} , S_{12} , S_{13} , S_{14} 组成的有源全桥变换器, 一个高频变压器 T_x , 以及一个左手边由开关 S_{21} , S_{22} , S_{23} , S_{24} 组成的有源全桥变换器。

假设电能从左向右传送, 则有源全桥 B_1 产生一个方波电压 v_{T1} , 送入变压器 T_x 的一次绕组。变压器二次绕组电压 v_{T2} 经过桥变换器 B_2 整流后的平均电压为 V_2 ^[40]。理想情况下, v_{T1} 和 v_{T2} 都是占空比为 50% 的方波, 峰值分别为 V_1 和 V_2 。由于没有直流电压, 所以变压器的磁心不会饱和。两个全桥变换器 B_1 和 B_2 中的开关通常使用 MOSFET 或 IGBT。值得注意的是, 图 4.17 所示的开关 S_{xx} 由一个晶体管 T_{xx} 、一个反并联二极管 D_{xx} 和一个电容 C_{xx} 构成。应用谐振或软开关技术, 与开关

并联的电容 C_{xx} 可以用来降低开关损耗^[41]。谐振频率由电容 C_{xx} 和变压器的漏感共同决定。

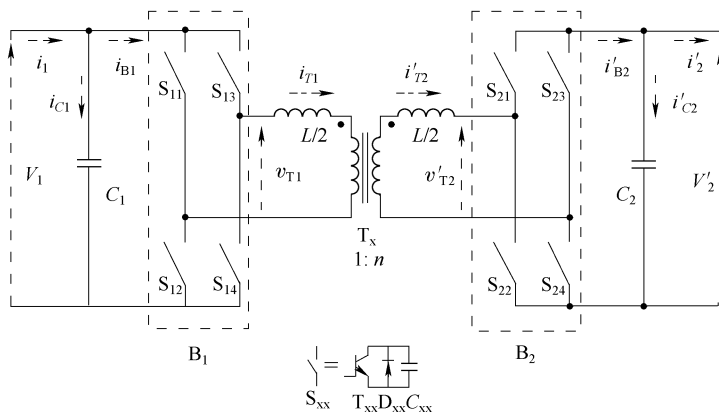


图 4.17 双向有源桥变换器 (©2006 IEEE)

在开关关断期间，两个桥 B₁ 和 B₂ 中的开关断开了电压源 V₁ 和 V₂。在开关导通期间，流过这些开关电流的大小取决于传递能量的多少。以变压器一次侧为参考，电路参数可以表示为 $v_{T2} = v'_{T2}/N$; $i_{B2} = i'_{B2}/N$; $i_{T2} = i'_{T2}/N$; $i_{C2} = i'_{C2}/N$; 其中 N 是变压器的匝数比。

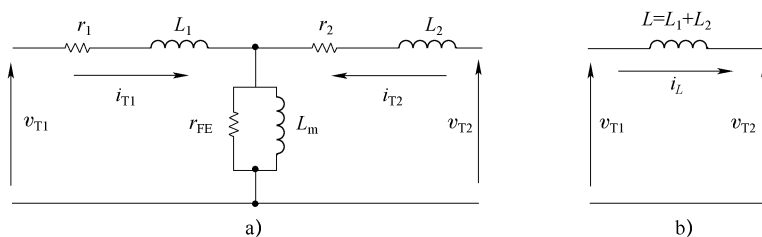


图 4.18 变压器的等效电路图

a) 完整电路 b) 简化等效电路

为了简化分析，高频变压器可以使用图 4.18a 所示的等效电路进行模型化。电阻 r_1 和 r_2 分别是一次绕组和二次绕组的电阻。电感 L_1 和 L_2 为漏感， L_m 为磁化电感， r_{FE} 为磁心损耗电阻^[42]。 L_m 通常比漏感大的多，且由于制造磁心的磁性材料磁导率较高、损耗较低， r_{FE} 的值特别大，可以忽略。因此，励磁支路可以视为开路，等效电路可以简化为仅有一个组合漏感 ($L_1 + L_2$) 组成的电路。

图 4.19 所示为一个由变压器简化等效电路构成的 DAB 变换器的基本等效电路图。如图所示，电压 v_{T1} 和 v_{T2} 分别由桥 B₁ 和 B₂ 产生。这个模型可以解释 DAB 变换器的基本特性。

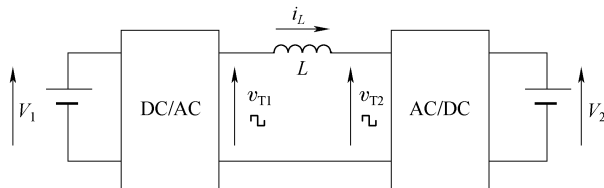


图 4.19 DAB 变换器的简化等效电路 (©2009 IEEE)

设定功率从 V_1 流向 V_2 , 且 $V_1 > V_2$ 。因此, 可以假设电流从桥 B_1 流向桥 B_2 时为正方向。通过下面 3 个实例进行分析:

(a) 流过漏感的电流 i_L 的相位角在电压 v_{T1} 和 v_{T2} 之间, 即 $0 < \beta < \delta$ 。

(b) 流过漏感的电流 i_L 比电压 v_{T1} 和 v_{T2} 的相位落后, 即 $0 < \delta < \beta$ 。

(c) 流过漏感的电流 i_L 比电压 v_{T1} 和 v_{T2} 的相位超前, 即 $\beta < 0$ 。

电流和电压的相位角定义如下:

(i) $\theta = 0$ 作为 v_{T1} 上升段过零点时的角度, 即 $v_{T1}(0) = V_1$ 。

(ii) $\theta = \beta$ 作为电流上升段过零点时的角度, 即 $i_L(\beta) = 0$ 。

(iii) $\theta = \delta$ 作为 v_{T2} 上升段过零点时的角度, 同时也是电压 v_{T1} 和 v_{T2} 的波形相位改变量, 即 $v_{T2}(\delta) = V_2$ 。

(iv) $\theta = 2\pi$ 为开关周期。

(a) $0 < \beta < \delta$

图 4.20 和图 4.21 所示分别给出了等效电路和相关波形。可以把一个开关周期 T 划分为 6 个阶段。

阶段 1: 如图 4.20f 所示, $\theta = 0$ 之前, 电感电流为负值 (即 $i_L < 0$)。电流从 V_1 的正极流出, 经过晶体管 T_{11} 和二极管 D_{23} 流入电源 V_2 , 再流向二极管 D_{22} , 电感 L , 晶体管 T_{14} , 返回到电源 V_1 的负极。电感两端的电压为 $v_L = -V_1 + V_2$, 因此电感电流的斜率为负值。在 $\theta = 0$ 时, 晶体管 T_{11} 和 T_{14} 硬关断, 变换器从图 4.20f 所示的阶段 6 进入图 4.20a 所示的阶段 1。与此同时 (即 $\theta = 0$), 二极管 D_{12} 和 D_{13} 开启。电感电流一直保持反向 (即 $i_L < 0$), 但是此时的斜率为正, 其值为 $(V_1 + V_2)/L$ 。阶段 1 期间, 电流从电源 V_1 的负极流出, 经过二极管 D_{12} 和 D_{23} 流入电源 V_2 , 再流向二极管 D_{22} , 电感 L , 二极管 D_{13} 并返回到电源 V_1 的正极。在此期间, 能量从电源 V_2 中获取并送入电源 V_1 。值得注意的是, 所有的晶体管 (T_{11} , T_{12} , T_{13} , T_{14} , T_{21} , T_{22} , T_{23} , T_{24}) 一直关断。在阶段 1 期间, T_{12} , T_{13} , T_{22} 和 T_{23} 的门极为高电平; 然而由于电流向相反方向流动, 这些晶体管并没有导通。当 $\theta = \beta$ 时电感电流 i_L 过零, 阶段 1 结束。

阶段 2: 如图 4.20b 所示, 当电感电流 i_L 改变方向, 二极管 D_{12} , D_{13} , D_{22} , D_{23} 起整流作用时, 第 2 阶段开始。由于在进入第 2 阶段之前, 晶体管 T_{12} , T_{13} ,

T_{22} 和 T_{23} 的门极电压已为高电平，它们立即导通。此时电流经过晶体管 T_{13} ，电感 L ，晶体管 T_{22} 流入电源 V_2 的负极，再流向晶体管 T_{23} 和 T_{12} ，最终返回到电源 V_1 的负极。在阶段 2，能量从两个电源 V_1 和 V_2 中获取。此时电感电流为正（即 $i_L > 0$ ）并增加，斜率为 $(V_1 + V_2)/L$ 。在 $\theta = \beta$ 时刻， T_{22} 和 T_{23} 关断，第 2 个阶段结束。

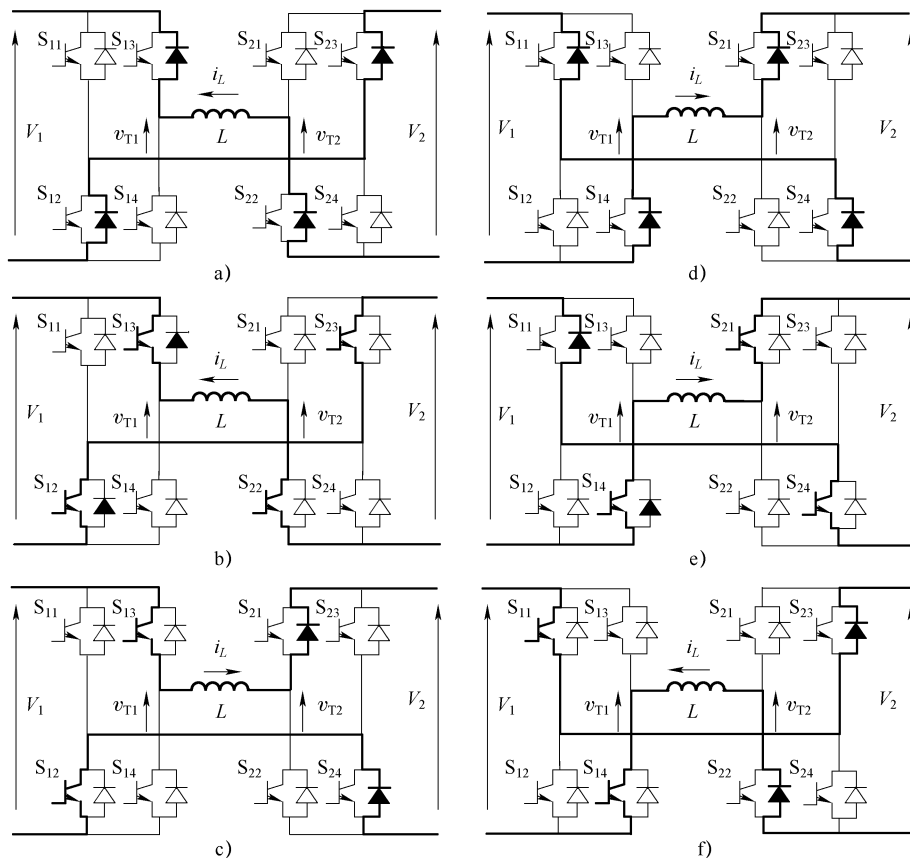


图 4.20 电流相位在电压波形相位之间时 DAB 变换器等效电路

阶段 3：如图 4.20c 所示，在 $\theta = \beta$ 时晶体管 T_{22} 和 T_{23} 硬关断，二极管 D_{21} 和 D_{24} 自然开启。此时电流经过晶体管 T_{13} ，电感 L ，二极管 D_{21} 流入电源 V_2 ，再流向二极管 D_{24} ，晶体管 T_{21} ，最后返回到电源 V_1 的负极。在阶段 3，能量始终从电源 V_1 获得并送入电源 V_2 。如图 4.21 所示，电感电流增大，斜率为 $(V_1 - V_2)/L$ 。在 $\theta = \pi$ 时晶体管 T_{12} 和 T_{13} 栅极信号变为低电平，阶段 3 结束。

阶段 4：如图 4.20c 所示，在 $\theta = \pi$ 时刻， T_{12} 和 T_{13} 硬关断；因此二极管 D_{11} 和 D_{14} 自然开启。此时电流从电源 V_1 的负极流出，经过二极管 D_{14} ，电感 L ，二极管 D_{21} 流入电源 V_2 ，再流向二极管 D_{24} 和 D_{11} 返回到电源 V_1 的正极。在阶段 4 期间，

电源 V_1 和 V_2 都充电。电感电流依然为正（即 $i_L > 0$ ）；然而，此时电感两端电压变为 $v_L = -V_1 - V_2$ 。因此，如图 4.21 所示，电感电流减小，斜率为 $(-V_1 - V_2)/L$ 。在此期间，晶体管 T_{11} 、 T_{14} 、 T_{21} 和 T_{24} 的栅极信号为高电平；然而直到电流改变方向时它们才导通。在 $\theta = \pi + \beta$ 时电感电流为 0，阶段 4 结束。

阶段 5：在 $\theta = \pi + \beta$ 时刻，电感电流改变方向，二极管 D_{11} 、 D_{14} 、 D_{21} 和 D_{24} 自然关断。如图 4.20e 所示，由于栅极信号为高电平，晶体管 T_{11} 、 T_{14} 、 T_{21} 和 T_{24} 导通。电流从电源 V_1 的负极流出，经过晶体管 T_{11} 和 T_{24} ，流入电源 V_2 的负极，再流向晶体管 T_{21} ，电感 L ，晶体管 T_{14} ，最后回到电源 V_1 的负极。因此，能量从两个电源 V_1 和 V_2 中获取。电感电流为负值并减小（即 $i_L < 0$ ），变化率为 $(-V_1 - V_2)/L$ 。在 $\theta = \pi + \delta$ 时，晶体管 T_{21} 和 T_{24} 关断，阶段 5 结束。

阶段 6：如图 4.20f 所示，在 $\theta = \pi + \delta$ 时刻，晶体管 T_{21} 和 T_{24} 硬关断，而二极管 D_{22} 和 D_{23} 自然开启。电流从电源 V_1 的正极流出，经过晶体管 T_{11} 和二极管 D_{23} 流入电源 V_2 的正极，再流过二极管 D_{22} ，电感 L ，晶体管 T_{14} ，返回到电源 V_1 的负极。因此，能量从电源 V_1 中获取并流入电源 V_2 。电感电流依然为负值并以 $(-V_1 + V_2)/L$ 的速率减小。在开关周期的最后即当 $\theta = 2\pi$ 时，晶体管 T_{11} 和 T_{14} 关断，阶段 6 结束。

通过以上分析可知，所有的晶体管关断的方式都是硬关断，而当二极管自然导通或关断时自然开启。因此，在开关以硬开关方式关断或导通期间产生的损耗最大。

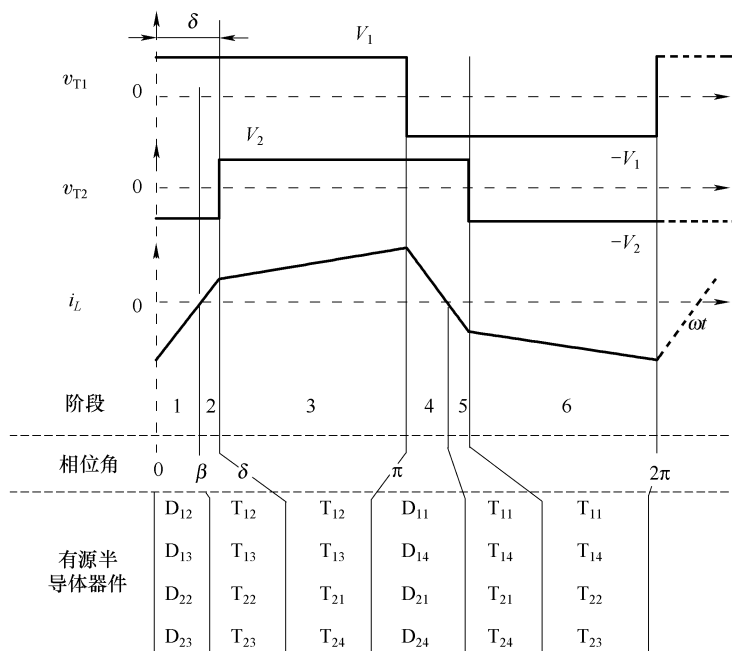


图 4.21 电流相位在电压波形相位之间时 DAB 变换器的电压和电流波形（©2006 IEEE）

(b) $0 < \delta < \beta$

当电流 i_L 滞后电压 v_{T1} 和 v_{T2} 时, 则 $i_L(\delta) < 0$, 并且 $i_L(\pi) > 0$ 。如 (a) 中一样, 可以把一个开关周期 T 划分为 6 个阶段。图 4.22 和图 4.23 所示分别给出了等效电路以及相关的波形。

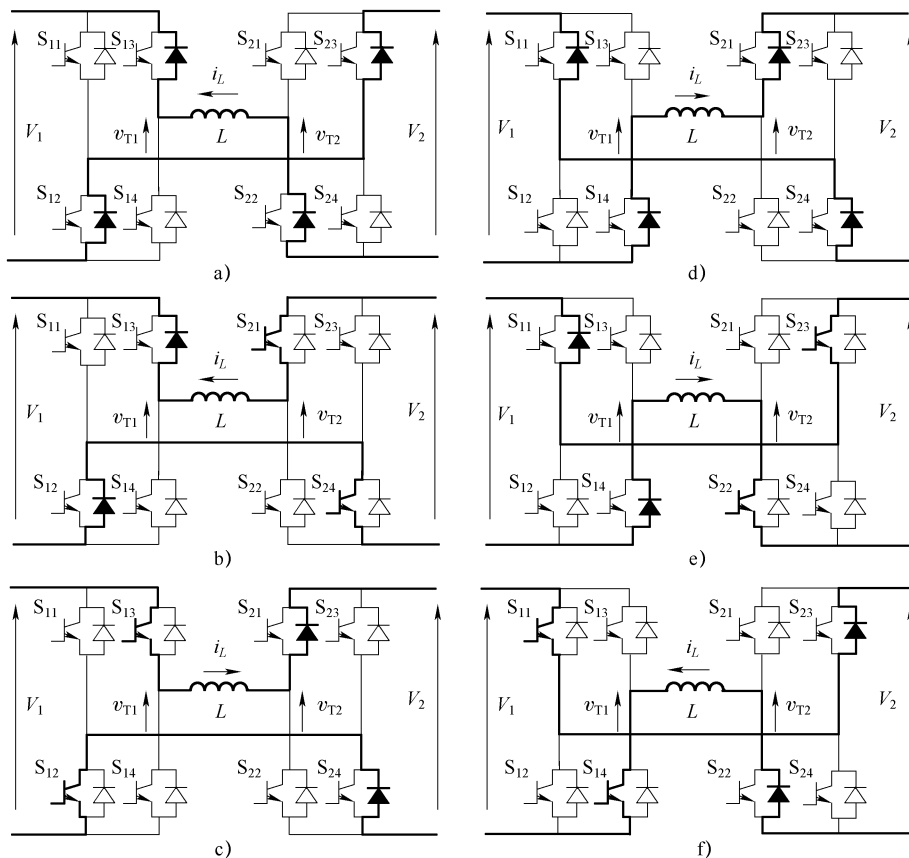


图 4.22 当电流 i_L 滞后电压 v_{T1} 和 v_{T2} 时 DAB 变换器等效电路图

阶段 1: 在第 1 阶段开始之前, 电感电流 $i_L < 0$, 并流过晶体管 T_{11} 和 T_{14} 以及二极管 D_{22} 和 D_{23} 。此电流以 $(-V_1 + V_2)/L$ 的速率减小。在 $\theta = 0$ 时, 晶体管 T_{11} 和 T_{14} 硬关断, 变换器从阶段 6 进入阶段 1。在 $\theta = 0$ 时, 二极管 D_{12} 和 D_{13} 自然开启, i_L 开始增大, 斜率为 $(V_1 + V_2)/L$ 。如图 4.22a 所示, 在阶段 1 期间, 电流从电源 V_1 的负极流出, 经过二极管 D_{12} 和 D_{23} 流入电源 V_2 的正极, 再流向二极管 D_{22} , 电感 L , 二极管 D_{13} 并返回到电源 V_1 的正极。当 $\theta = \delta$, 晶体管 T_{21} 和 T_{24} 开启, 阶段 1 结束。

阶段 2: 阶段 2 开始时, 晶体管 T_{21} 和 T_{24} 硬开启, 二极管 D_{22} 和 D_{23} 自然换向。如图 4.22b 所示, 电流从电源 V_1 的负极流出, 经过二极管 D_{12} , 晶体管 T_{24} , 流入

电源 V_2 的负极，再流向晶体管 T_{21} ，电感 L ，二极管 D_{13} ，最终返回到电源 V_1 的负极。由于电感 L 两端的电压为 v_L ，所以电感电流增加，斜率为 $(V_1 - V_2)/L$ 。如图 4.23 所示，当 $\theta = \beta$ 时，电感电流过零，阶段 2 结束。

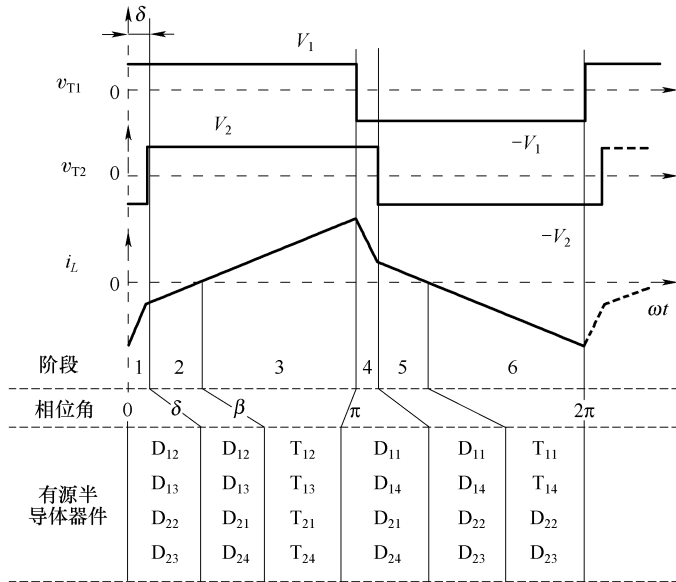


图 4.23 当电流 i_L 滞后电压 v_{T1} 和 v_{T2} 时 DAB 变换器的电压和电流波形

阶段 3：当电流反向， D_{12} ， D_{13} ， T_{21} 和 T_{24} 自然关断时，阶段 3 开始。如图 4.22c 所示，此时电流从电源 V_1 的正极流出，经过晶体管 T_{13} ，电感 L ，二极管 D_{21} 流入电源 V_2 的正极，再流向二极管 D_{24} ，晶体管 T_{12} ，最后返回到电源 V_1 的负极。因此，能量从电源 V_1 转移到电源 V_2 。如图 4.23 所示，电感电流增加，斜率为 $(V_1 - V_2)/L$ 。在 $\theta = \pi$ 时，晶体管 T_{12} 和 T_{13} 都关断，阶段 3 结束。

阶段 4：当晶体管 T_{12} 和 T_{13} 硬关断，二极管自然开启时，阶段 4 开始。如图 4.22e 所示，电流从电源 V_1 的负极流出，经过二极管 D_{14} ，电感 L ，二极管 D_{21} 流入电源 V_2 的正极，再流向二极管 D_{24} 和 D_{11} ，最后返回到电源 V_1 的正极。在阶段 4，能量返回到两个电源内。电感电流 i_L 以斜率 $(-V_1 - V_2)/L$ 减小。在 $\theta = \pi + \delta$ 时，晶体管 T_{22} 和 T_{23} 开启，阶段 4 结束。

阶段 5：阶段 5 开始时，晶体管 T_{22} 和 T_{23} 硬开启，二极管 D_{21} 和 D_{24} 自然换向。如图 4.22e 所示，电流从电源 V_1 的负极流出，经过二极管 D_{14} ，电感 L ，晶体管 T_{22} ，流入电源 V_2 的负极，再流向晶体管 T_{23} ，二极管 D_{11} ，最终返回到电源 V_1 的正极。在阶段 5 期间，能量从电源 V_2 传向电源 V_1 。电感电流减小，斜率为 $(-V_1 - V_2)/L$ 。驱动信号加在晶体管 T_{11} 和 T_{14} 上；但只有在下个阶段开始、电流换向时才导通。当 $\theta = \pi + \delta + \beta$ 时， i_L 过零点，阶段 5 结束。

阶段6: 电感电流换向时, 阶段6开始。此时, 二极管 D_{11} 和 D_{14} , 晶体管 T_{22} 和 T_{23} 自然关断。晶体管 T_{11} 和 T_{14} , 二极管 D_{22} 和 D_{23} 自然开启。如图 4.23e 所示, 在阶段6期间, 电流从电源 V_1 的正极流出, 经过二极管 T_{11} , 二极管 D_{23} , 流入电源 V_2 的正极, 再流向二极管 D_{22} 、电感、晶体管 T_{14} 最终返回到电源 V_1 的负极。在阶段6期间, 能量从电源 V_1 传递到电源 V_2 。电感电流换向, 并继续减小, 斜率为 $(-V_1 - V_2)/L$ 。当 $\theta = \pi$ 时, 晶体管 T_{11} 和 T_{14} 关断, 阶段6结束。

DAB 变换器工作在 (b) 情况下时, 桥 B_1 中的晶体管硬关断, 自然开启。另外, 桥 B_1 中的晶体管硬开启, 自然关断。因此, 当桥 B_1 中的晶体管关断时以及桥 B_2 中的晶体管开启时产生开关损耗。

(c) $\beta < 0$

当电流 i_L 超前于电压 v_{T1} 和 v_{T2} 时, 则 $i_L(\delta) > 0$, 并且 $i_L(\pi) < 0$ 。如之前的 (a), (b), 可以把一个开关周期 T 划分为 6 个阶段。图 4.24 和图 4.25 所示分别给出了 DAB 变换器的能量从 V_1 传递到 V_2 时的等效电路及其相关波形。

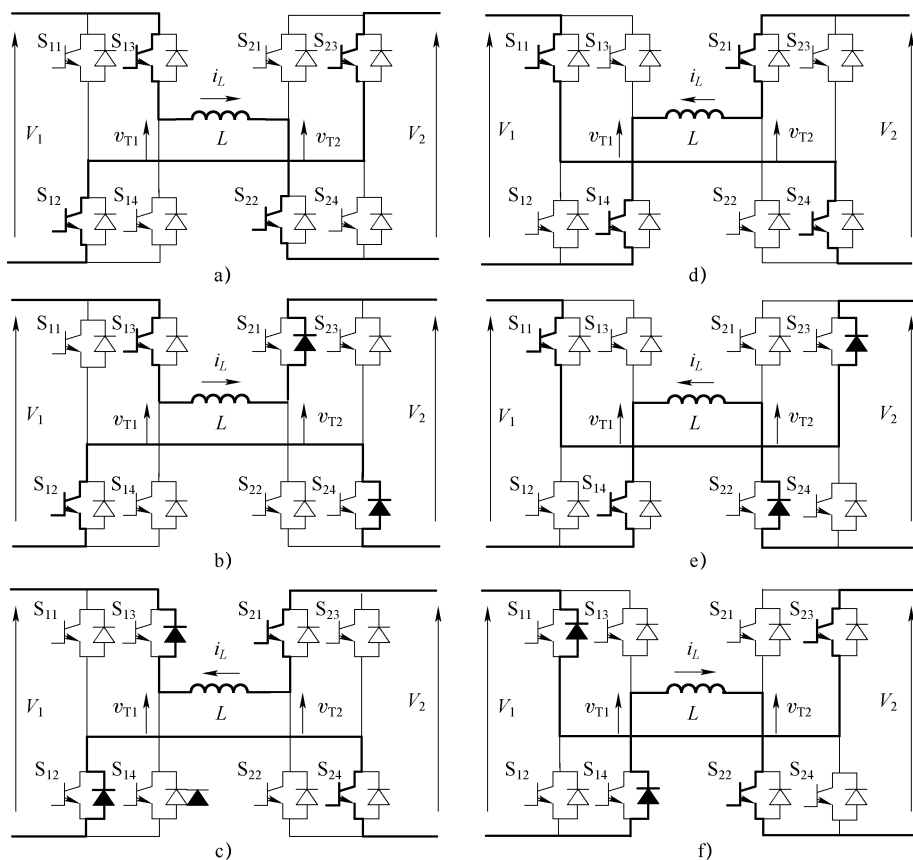


图 4.24 当电感电流超前电压 v_{T1} 和 v_{T2} 时 DAB 变换器等效电路图

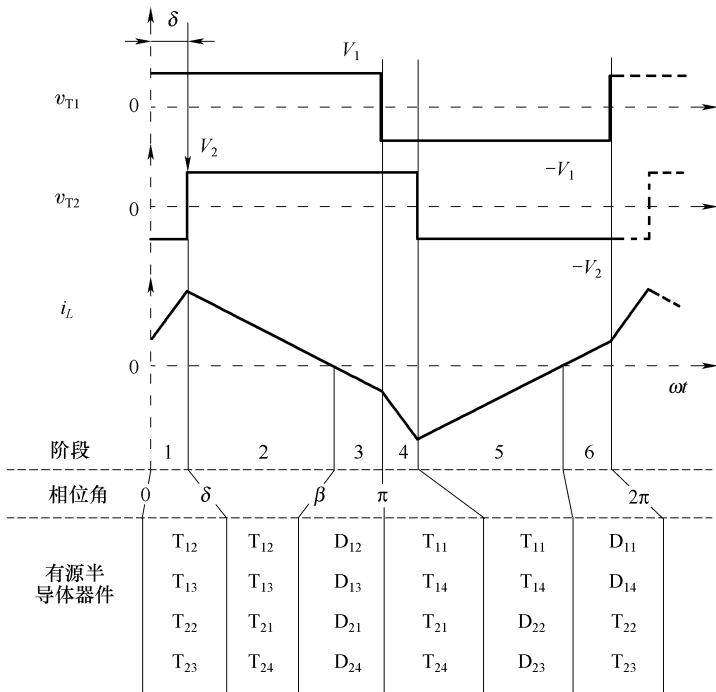


图 4.25 当电感电流超前电压 v_{T1} 和 v_{T2} 时 DAB 变换器的电压和电流波形

阶段 1：在第 1 阶段开始之前，电感电流 $i_L > 0$ ，并流过二极管 D_{11} 和 D_{14} 以及晶体管 T_{22} 和 T_{23} 。在 $\theta = 0$ 时，晶体管 T_{12} 和 T_{13} 硬开启，变换器从阶段 6 进入阶段 1。如图 4.24a 所示，在阶段 1 期间，电流从电源 V_1 的正极流出，经过二极管 T_{13} ，电感 L ，晶体管 T_{22} ，流入电源 V_2 的负极，再流向晶体管 T_{23} 和 T_{12} ，并返回到电源 V_1 的负极。电感电流正向流动并增加，斜率为 $(V_1 + V_2)/L$ 。在第 1 阶段，两个电源全都输出能量。当 $\theta = \delta$ 时，晶体管 T_{22} 和 T_{23} 关断，阶段 1 结束。

阶段 2：阶段 2 开始时，晶体管 T_{22} 和 T_{23} 硬关断，二极管 D_{21} 和 D_{24} 自然开启。电流一直维持阶段 1 时流动的方向。如图 4.24b 所示，在阶段 2 期间，电流从电源 V_1 的正极流出，经过晶体管 T_{13} ，电感 L ，二极管 D_{21} ，流入电源 V_2 的正极，再流向二极管 D_{24} 和晶体管 T_{12} ，最终返回到电源 V_1 的负极。尽管晶体管 T_{21} 和 T_{24} 栅极驱动信号为高电平，但只有当电流反向时才导通。当 $\theta = \beta$ 时，在电感电流过零点处阶段 2 结束。

阶段 3：阶段 3 开始时，电流与阶段 2 时方向相反，晶体管 T_{12} 和 T_{13} 与二极管 D_{21} 和 D_{24} 都自然关断。二极管 D_{12} 和 D_{13} 以及晶体管 T_{21} 和 T_{24} 自然开启。如图 4.24c 所示，此时电流从电源 V_1 的负极流出，流过二极管 D_{12} ，晶体管 T_{24} ，流入电源 V_2 的负极，再流向晶体管 T_{21} ，电感 L ，二极管 D_{13} ，最终返回到电源 V_1 的正极。因

此, 能量从电源 V_2 传递到电源 V_1 。电感电流以阶段 2 时的斜率减小。当 $\theta = \pi$ 时, 晶体管 T_{11} 和 T_{14} 开启, 阶段 3 结束。

阶段 4: 当晶体管 T_{11} 和 T_{14} 硬开启时, 阶段 4 开始。如图 4.24d 所示, 此时电流从电源 V_1 的正极流出, 经过晶体管 T_{11} 和 T_{24} , 流入电源 V_2 的负极, 再流向晶体管 T_{21} , 电感 L , 晶体管 T_{14} , 最后返回到电源 V_1 的负极。因此两个电源都向变换器提供能量。电感电流继续减小, 但斜率变为 $(-V_1 - V_2)/L$ 。在 $\theta = \pi + \delta$ 时, 晶体管 T_{21} 和 T_{24} 关断, 阶段 4 结束。

阶段 5: 阶段 5 开始时, 晶体管 T_{21} 和 T_{24} 硬关断, 二极管 D_{22} 和 D_{23} 自然开启。如图 4.22e 所示, 电流依然从电源 V_1 的正极流出, 经过晶体管 T_{11} , 二极管 D_{22} , 流入电源 V_2 的正极, 再流向二极管 D_{22} , 电感 L , 晶体管 T_{14} , 最终返回到电源 V_1 的负极。能量从电源 V_1 传向电源 V_2 。电感电流增加, 斜率为 $(-V_1 + V_2)/L$ 。在此期间, 尽管晶体管 T_{22} 和 T_{23} 驱动信号为高电平, 但只有当电流换向时才导通。当 $\theta = \pi + \delta + \beta$ 时, 在电流过零点处阶段 5 结束。

阶段 6: 电流换向时, T_{11} , T_{14} , D_{22} 和 D_{23} 自然关断, 阶段 6 开始。二极管 D_{11} 和 D_{14} , 与晶体管 T_{22} 和 T_{23} 都自然开启。如图 4.24f 所示, 电流从电源 V_1 的负极流出, 经过晶体管 T_{14} , 电感 L , 晶体管 T_{22} , 流入电源 V_2 的负极, 再流向晶体管 T_{23} 、二极管 D_{11} , 最终返回到电源 V_1 的正极。因此, 能量从电源 V_2 获取, 输送到电源 V_1 。电感电流仍然以阶段 5 时的斜率增加。当 $\theta = 2\pi$ 时, 晶体管 T_{12} 和 T_{13} 开启, 阶段 6 结束。

在此工作模式下, 桥 B_1 中的晶体管硬开启, 自然关断; 而桥 B_2 中的晶体管硬关断, 自然开启。桥 B_1 中的二极管在关断时产生开关损耗。

4.9.1 功率流控制

当能量从 V_1 传递到 V_2 且 $V_1 > V_2$ 时, DAB 变换器的变压器电压和电流波形如图 4.26 所示。由于电流过零点位于电压过零期间, 这属于工作模式 (a)。

如图 4.26 所示, 由于电流 $i_L(t)$ 的波形对称, 所以可以在一半的开关周期内做如下分析。基于图 4.19 所示的 DAB 变换器简化电路, 电感电流的变化率为

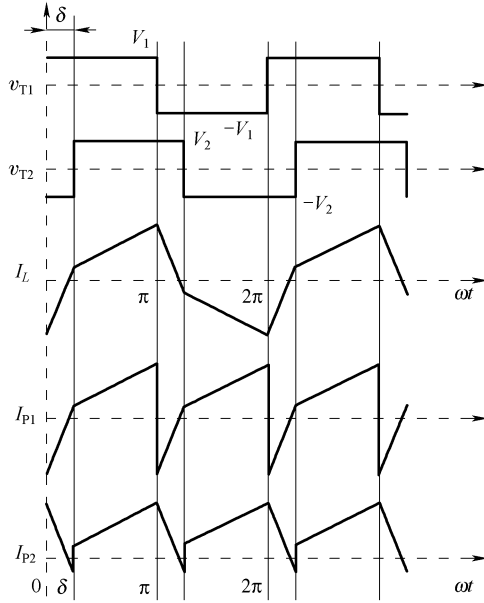
$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_{T1}(t) - v_{T2}(t)}{L} \quad (4.44)$$

每半个周期可以分为 2 个工作模式: 在 $(0 < \theta < \delta)$ 时为模式 1, 在 $(\delta < \theta < \pi)$ 时为模式 2。

工作在模式 1 时 (即 $0 < \theta < \delta$), 电感电流为

$$i_L(\theta) = \left(\frac{V_1 + V_2}{\omega l} \right) \theta + i_L(0) \quad (4.45)$$

工作在模式 2 时 (即 $\delta < \theta < \pi$), 电感电流为

图 4.26 当 $V_1 > V_2$ 能量从 V_1 传递到 V_2 时 DAB 变换器的变压器电压和电流波形

$$i_L(\theta) = \left(\frac{V_1 + V_2}{\omega L} \right) (\theta - \delta) + i_L(\delta) \quad (4.46)$$

在稳态时, 为了避免变压器饱和, 平均电流 I_L 必须为零。因此有^[43]

$$i_L(0) = - \left(\frac{V_1(2d\delta + \pi - d\pi)}{2\omega L} \right) \quad (4.47)$$

在半个开关周期内求积分可以得到平均输出功率, 即

$$P_o = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_{T1}(\theta) i_L(\theta) d\theta \quad (4.48)$$

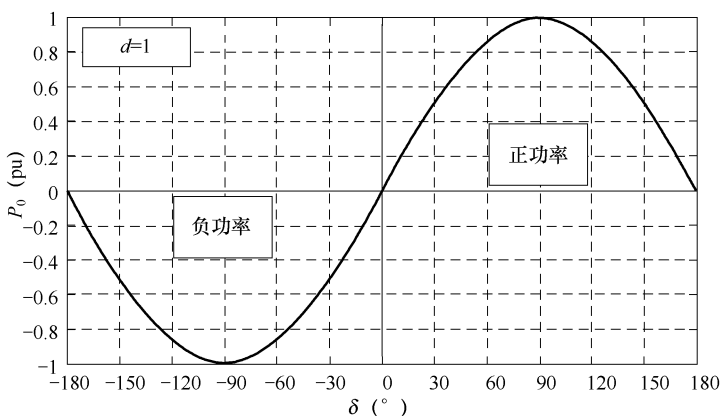
或

$$P_o = \frac{V_1}{\pi} \left(\int_0^\delta i_L(\theta) d\theta + \int_\delta^\pi i_L(\theta) d\theta \right) = \frac{V_1^2 d \delta (\pi - |\delta|)}{\pi \omega L} \quad (4.49)$$

解 δ 得

$$\delta = \frac{\pi}{2} - \sqrt{\frac{(d\pi V_1)^2 - 4dP_o \omega L \pi}{2dV_1}} \quad (4.50)$$

如图 4.27 所示, 在 $d = V_2/V_1 = 1$ 时, 每单位的平均输出功率是 δ 的函数。这时, 功率为 $P_{\text{base}} = V_1^2 / (\omega L)$ 。必须指出, 可以通过调节输入电压和输出电压波形之间的相位角 θ , 来控制功率流的幅度和方向。在 $\theta = 90^\circ$ 时输出功率达到最大。

图 4.27 当 $d=1$ 时, 平均输出功率为 δ 的函数

4.10 零电流开关准谐振半桥变换器

图 4.28 所示为一种二次谐振的 ZCS 半波准谐振半桥变换器^[44]的电路原理图。它与传统半桥电路相比只是增加了一个谐振电容 C_r 与续流二极管 D_{fw} 并联。二次谐振的 ZCS 准谐振半桥变换器利用变压器的漏感 L_r 作为谐振电感。它的工作过程可以分为四个阶段。除变压器以外, 假设所有的元器件都是理想的。输出电感 L_o 比变压器漏感 L_r 要大得多。因此, 输出电感、输出电容和负载可以等效为一个恒流源 I_o 。假设在开关管 Q_1 开通前, 续流二极管 D_{fw} 上流过稳态输出电流 I_o , 谐振电容上的电压 V_{C_r} 被续流二极管钳位到 $0V$ 。

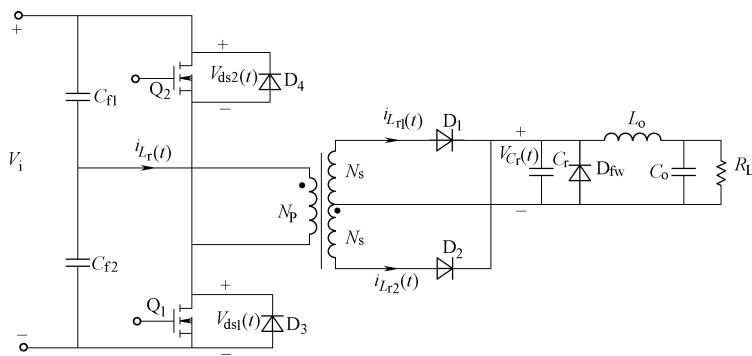


图 4.28 ZCS 半波准谐振半桥变换器原理图

阶段 1 ($0 < t \leq t_1$)

当 $t=0$ 时刻开关管 Q_1 开通进入阶段 1, 变压器二次绕组中的电流从 0 线性增长至稳态输出电流 I_o , 等效电路如图 4.29 所示。

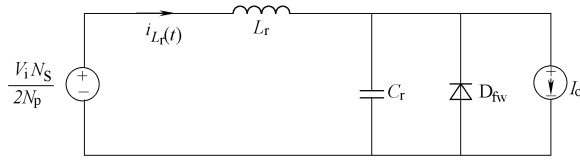


图 4.29 ZCS 半波准谐振半桥变换器阶段 1 等效电路

二次绕组电压与电流增长率有关，在阶段 1 结束时，二次绕组电压 $v_{S,upper}(t_1)$ 的表达式为

$$v_{S,upper}(t_1) = \frac{V_i N_S}{2N_p} = L_r \frac{I_o}{T_1} \quad (4.51)$$

式中， N_S 和 N_p 分别为变压器的二次绕组和一次绕组的匝数。阶段 1 的持续时间为

$$T_1 = \frac{2L_r I_o N_p}{V_i N_S} \quad (4.52)$$

因此，阶段 1 的特征为变压器漏感以及谐振电感充磁。

阶段 2 ($t_1 < t \leq t_2$)

当二次绕组中的电流达到稳态输出电流 I_o 时进入阶段 2，其等效电路如图 4.30 所示。

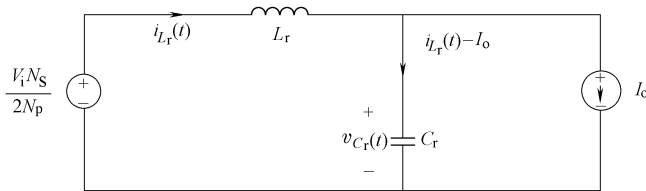


图 4.30 ZCS 半波准谐振半桥变换器阶段 2 等效电路

谐振电容上的电压 $v_{C_r}(t)$ 增大，充电电流来自输入电流 $i_{L_r}(t)$ 与输出稳态电流 I_o 的差，即 $i_{L_r}(t) - I_o$ 。当谐振电容电压按下式增长时，续流二极管 D_{fw} 反向偏置，可知

$$d \frac{v_{C_r}}{dt} = \frac{i_{L_r}(t) - I_o}{C_r} \quad (4.53)$$

二次绕组电流 $i_{L_r}(t)$ 按正弦规律继续增大，表达式为

$$L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = \frac{V_i N_S}{2N_p} - v_{C_r}(t) \quad (4.54)$$

解上面的两个微分方程可使用下面的初始条件：

$$v_{C_r}(t_1) = 0, i_{L_r}(t_1) = I_o \quad (4.55)$$

谐振电感电流 $i_{L_r}(t)$ 的表达式为

$$i_{L_r}(t) = I_o + \frac{V_i N_S}{2N_p Z_n} \sin(\omega_n t) \quad (4.56)$$

谐振电容电压 $v_{C_r}(t)$ 的表达式为

$$v_{C_r}(t) = \frac{V_i N_S}{2N_p} [1 - \cos(\omega_n t)] \quad (4.57)$$

式中, $Z_n = \sqrt{L_r/C_r}$ 为特征阻抗, $\omega_n = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 是谐振频率。零电流开关条件为

$$Z_n \leq \frac{V_i N_S}{2N_p I_o} \quad (4.58)$$

当谐振电感电流到 0 时, 阶段 2 结束。为利用 ZCS 条件, 此时应关断 Q_1 。令式 (4.56) 等于 0, 可以得到阶段 2 的持续时间 $T_2 = t_2 - t_1$ 为

$$i_{L_r}(T_2) = I_o + \frac{V_i N_S}{2N_p Z_n} \sin(\omega_n T_2) = 0 \quad (4.59)$$

因此:

$$T_2 = \frac{\arcsin[-2I_o N_p Z_n / (V_i N_S)]}{\omega_n} = \frac{\alpha}{\omega_n} \quad (4.60)$$

式中, α 的取值在 π 和 $3\pi/2$ 之间。

阶段 3 ($t_2 < t \leq t_3$)

当流入谐振电感的电流 $i_{L_r}(t)$ 减小到 0 时进入阶段 3。其等效电路如图 4.31 所示。

由于开关管 Q_1 的单向性, 阻止电流反向流过谐振电感, 谐振电容开始把存储的能量释放给输出端。续流二极管 D_{fw} 仍然被谐振电容电压反向偏置。此电压按下面的表达式线性减小, 即

$$C_r \frac{dv_{C_r}}{dt} = \frac{V_i N_S}{2N_p} (1 - \cos\alpha) - \frac{I_o t}{C_r} \quad (4.61)$$

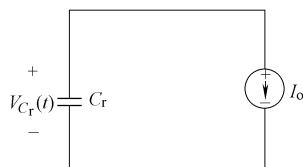


图 4.31 阶段 3 等效电路

当谐振电容电压达到 0 时, 阶段 3 结束, 持续时间 T_3 为

$$T_3 = \frac{C_r V_i N_S}{2N_p I_o} (1 - \cos\alpha) \quad (4.62)$$

阶段 4 ($t_3 < t \leq T_{S/2}$)

当 $t = t_3$ 时刻, 谐振电容电压减小到 0, 进入阶段 4。续流二极管 D_{fw} 开始导通, 输出电流从中流过。其等效电路如图 4.32 所示。

阶段 4 的持续时间为

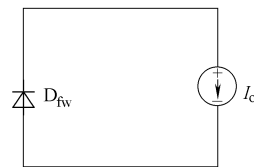


图 4.32 阶段 4 等效电路

$$T_4 = \frac{T_S}{2} - T_1 - T_2 - T_3 \quad (4.63)$$

式中, T_S 是开关周期。

图 4.33 所示为 ZCS 半波准谐振半桥变换器的开关波形^[44]。

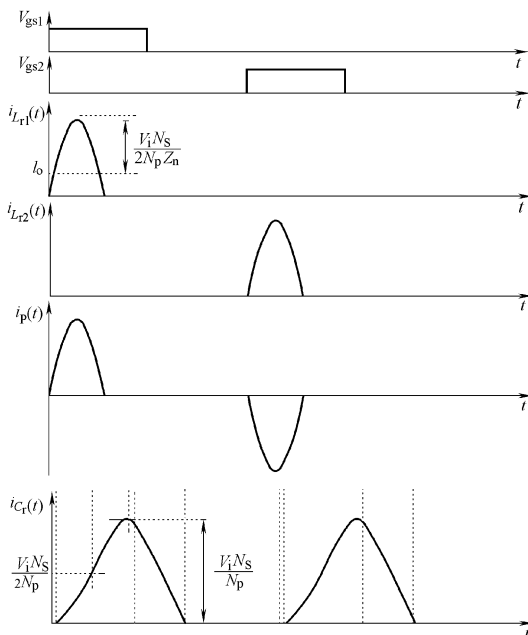


图 4.33 ZCS 半波准谐振半桥变换器的开关波形

变换器的电压调整率可以由输出电感 L_o 上的伏秒平衡关系得出, 在谐振周期 T_n 时段和 $[(T_S/2) - T_n]$ 时段, 输出电感上的平均电压分别为 $[V_i N_S / (2N_p) - V_a]$ 和 $-V_a$ 。因此

$$\left(\frac{V_i N_S}{2N_p} - V_a \right) T_n - V_a \left(\frac{T_S}{2} - T_n \right) = 0 \quad (4.64)$$

满载 (即 $I_o Z_n = V_i N_S / (2N_p)$) 时的电压调整率为

$$\frac{V_a}{V_i} = \left(\frac{N_S}{N_p} \right) \left(\frac{f_S}{f_n} \right) \quad (4.65)$$

图 4.34 所示为 x 取不同值时电压调整率的曲线^[44], 这里 $x = 2I_o Z_n N_p / (V_i N_S)$ 。

例 4.3 图 4.28 所示的 ZCS 半波准谐振半桥变换器, 输入电压 V_i 为 50V, 稳态输出电流 I_o 为 5A, 谐振电容为 $10\mu\text{F}$, 变压器匝比为 2, 漏感 L_r 为 $10\mu\text{H}$ 。求: (a) 谐振电感电流最大值; (b) 谐振电容电压最大值; (c) 谐振过程持续时间。

解:

(a) 由式 (4.56), 谐振电感电流最大值为

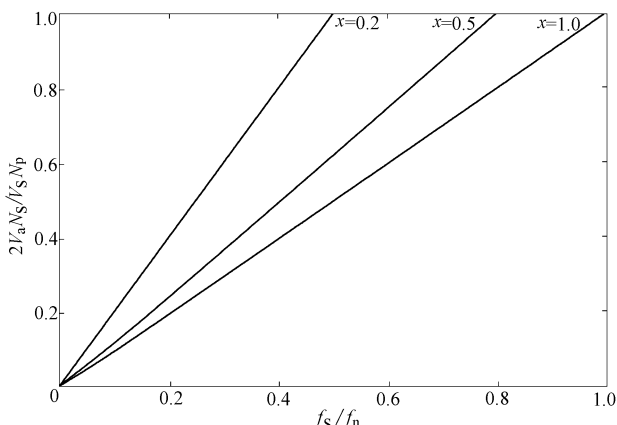


图 4.34 准谐振半桥变换器取不同额定输出电流时的电压调整率与 ZCS 的 f_s/f_n 的关系

$$I_{L_r} = I_o + \frac{V_i N_s}{2N_p Z_n} = 55 \text{ A}$$

(b) 由式 (4.57), 谐振电容电压最大值为

$$V_{C_r} = \frac{V_i N_s}{2N_p} = \frac{50 \text{ V} \times 2}{2} = 50 \text{ V}$$

(c) 对于半波模式, α 取值在 π 和 $3\pi/2$ 之间, 所以

$$\arcsin(-0.1) = \pi + 0.1 = 3.1416 + 0.1 = 3.2416$$

由式 (4.60), 谐振过程持续时间为

$$T_2 = \arcsin[-2I_o N_p Z_n / (V_i N_s)] \sqrt{L_r C_r} = 32.4 \mu\text{s}$$

4.11 习题

1. 图 4.1 所示的正激变换器, 输入电压为 50V, 开关频率为 1kHz, 平均输出电压为 25V, 最大占空比为 0.6, 一次绕组匝数为 100。求: (a) 复位绕组的匝数; (b) 二次绕组的匝数; (c) 二次电流流通时间 t_r 。
2. 图 4.12 所示的断续模式的反激变换器, 输入电压为 50V, 一次绕组激磁电感为 500 μH , 匝比 N_s/N_p 为 4, 开关频率为 1kHz, 占空比为 20%。求: (a) 一次电流最大值; (b) 二次电流流通时间 t_r ; (c) 平均输出电压。
3. 图 4.28 所示的 ZCS 半波准谐振半桥变换器, 输入电压为 40V, 稳态输出电流为 5A, 谐振电容为 1 μF , 变压器匝比为 2, 漏感为 10 μH 。求: (a) 谐振电感电流最大值; (b) 谐振过程持续时间; (c) 满载时的开关频率。
4. 求工作在断续模式的反激变换器的占空比、输出电压和平均输入电流的表达式。

第 5 章 开关变换器的控制策略

5.1 简介

开关变换器的优值系数包括负载调整率和电源调整率。负载调整率的定义为当负载电流变化 1mA 时输出电压的相应变化，而电源调整率的定义为当输入电压变化 1V 时输出电压的相应变化。开关变换器的负载和电源调整率主要与控制策略有关。当负载和输入电源变化时，可以通过改变变换器中开关管的导通时间，使得输出电压维持不变。脉宽调制（PWM）是开关变换器中最常用的一种控制策略。借助大量的成熟商业化 PWM 集成电路控制器的帮助，开关变换器在许多系统应用中成为首选。谐振型开关变换器为实现预期的能量转换目标，需要变频控制器（又称频率调节器）；而变频控制器的实现比 PWM 控制器要更加困难。本章讲述了 DC-DC 开关变换器中最常用的控制策略，并介绍一些已经产品化的控制电路。

5.2 脉宽调制

对提供给开关管的开通或关断脉冲宽度进行调制，或对两者都进行调制的技术就称为脉宽调制（PWM）。PWM 的目的是按照下式改变占空比 d ：

$$d = t_{\text{on}} f_S = \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{on}} + t_{\text{off}}} \quad (5.1)$$

因此，通过调节 t_{on} 或 t_{off} ，或两个同时调节，就可以改变 d 。有两种 PWM 控制方法：固定频率 PWM 和变频 PWM。如图 5.1a ~ c 所示，变频 PWM 的实现方法有①维持 t_{on} 不变改变 t_{off} ；②维持 t_{off} 不变改变 t_{on} ；③同时改变 t_{on} 和 t_{off} 。变频 PWM 的主要问题就是开关频率变化导致电磁干扰（EMI）不可预测。固定频率 PWM 通过同时改变 t_{on} 和 t_{off} 而维持开关周期不变来实现，如图 5.2 所示，由于它很容易用商业化的控制芯片实现，而且 EMI 滤波简单，因而这种控制策略的应用非常广泛。

根据对控制信号的不同要求，有 2 种 PWM 工作模式：电压模式 PWM 是从变换器的输出电压得到它的控制信号，而电流模式（又称电流注入模式）PWM 不仅需要输出电压信息，还需要变换器电感电流信息来确定提供给开关管所需要的占空比。

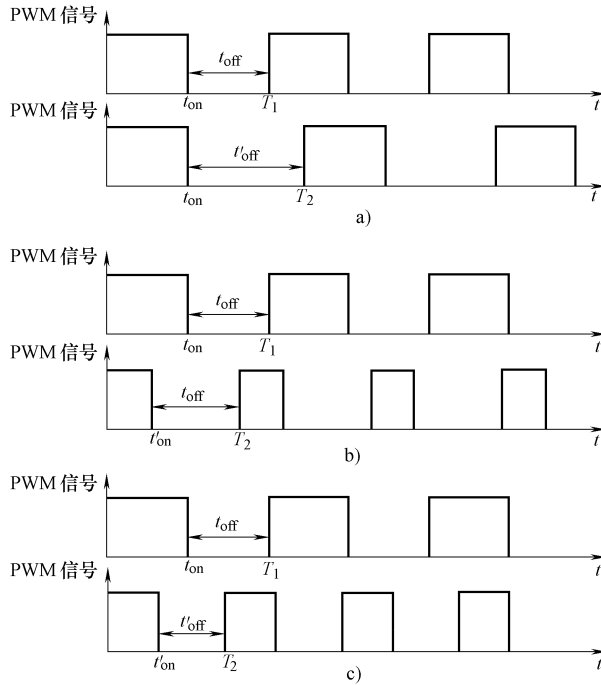


图 5.1 变频 PWM 策略

- a) 维持 t_{on} 不变改变 t_{off} b) 维持 t_{off} 不变改变 t_{on}
 c) 同时改变 t_{on} 和 t_{off}

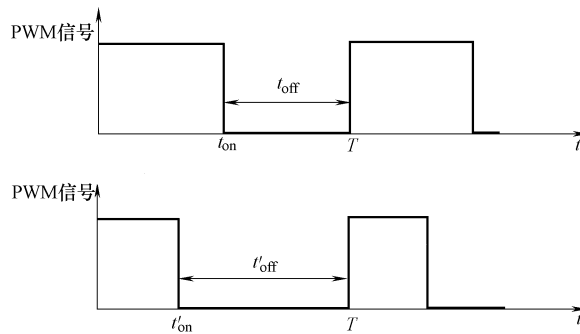


图 5.2 固定频率 PWM 策略

5.2.1 电压模式 PWM 策略

固定频率电压模式 PWM 控制器的原理图如图 5.3a 所示。误差放大器通过比较输出电压采样 V_{sp} 与固定参考电压 V_{ref} ，得到一个误差电压 V_e 。

$$V_e = V_{\text{ref}} - \frac{Z_2}{Z_1} \left(V_a \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{\text{ref}} \right) \quad (5.2)$$

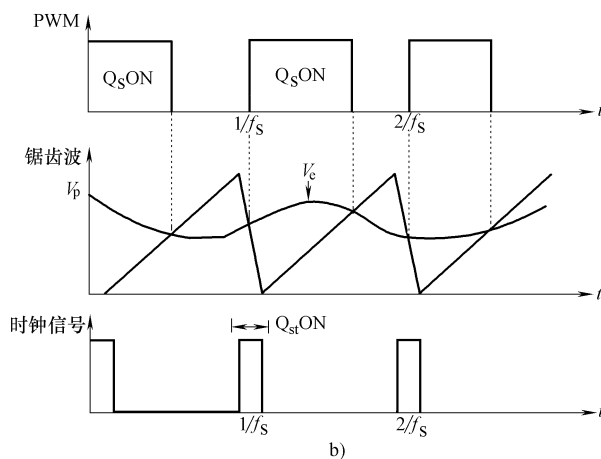
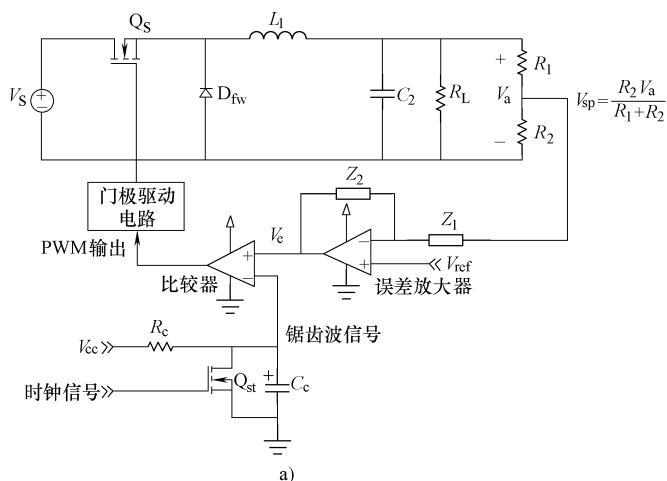


图 5.3 Buck 变换器的固定频率 PWM 控制器及固定频率 PWM 控制器开关波形

a) Buck 变换器的固定频率 PWM 控制器 b) 固定频率 PWM 控制器开关波形

把这个误差电压加在比较器的同相输入端使之与加在反相输入端的锯齿波信号进行比较，此正向的锯齿波信号是通过开关管 Q_{st} 的通断来控制电容 C_c 的充、放电来产生的，开关管由固定频率的时钟脉冲信号驱动，此时钟脉冲的频率就是变换器的频率。为了得到线性的正向斜坡，假定时间常数 $R_c C_c$ 要远大于开关周期。时钟脉冲要尽量短，但是要足够令电容 C_c 通过开关管 Q_{st} 完全放电。由于比较器增益很大，每当同相端信号高于反相端信号时，它的输出会接近正向电源电压，而比较器的输出就是图 5.3b 中的 PWM 信号。当误差电压高于锯齿波信号时，

输出为高。然后把此 PWM 信号送到门极驱动电路,用于驱动 Buck 变换器中的开关管 Q_s 。当开关管 Q_s 开通时,锯齿波发生器复位点与误差电压同正向锯齿波的交点之间的时间跨度就决定了占空比的大小。因此,瞬态的占空比 d 可以由下式计算,即

$$d = \frac{V_e}{V_p} \quad (5.3)$$

这里 V_p 是锯齿波信号的峰值。如果输出电压低于预期值,则误差电压增大,使得脉冲宽度增加,因而开关管 Q_{st} 开通时间变长,最终使得输出电压增大。误差放大器的反馈网络 Z_1 , Z_2 有利于改善开关变换器的稳定性和频率响应(参见第7章)。

采用 PWM 控制策略的闭环结构 Buck 变换器的平均输出电压 V_a 由下式得到,即

$$V_a = dV_s = (D + \hat{d})V_s = DV_s + \hat{d}V_s \quad (5.4)$$

因此,平均输出电压 V_a 包括一个稳态值 DV_s 和一个调节值 $\hat{d}V_s$ 。调节占空比 $\hat{d}$ 可以补偿负载或输入电压变化对输出电压的影响。输出电压瞬时值比预期值偏小时 $\hat{d}$ 的值为正,而偏大时为负。直流开环增益为

$$GH(\omega_o) = \frac{dV_s}{V'_a} = \frac{V_e V_s}{V'_a V_p} = \frac{KV_s}{V_p} \quad (5.5)$$

式中, $K = (V_e/V'_a)$; 而 V'_a 是误差放大器的开环输入电压; K 是误差放大器的直流增益。

PWM 控制器可以用集成电路或集成电路与分立元件组合来实现。图 5.4 所示为一种采用分立元器件与集成电路组合实现的电压模式 PWM 控制器。NE555 定时器在非稳态模式产生固定频率的不对称方波输出。通过电容 C_1 把方波变成锯齿波,它的斜率由 Q_1 基极的 $R_1 C_1$ 决定,这里假设光敏晶体管没有导通。电阻 R_2 与光耦合器中的光敏晶体管调节锯齿波,把时间常数从 $R_1 C_1$ 变为 $R' C_1$,从而改变锯齿波的斜率。 R' 是 R_1 、 R_2 和光敏晶体管并联的值。当负向锯齿波信号与发射极电压比较大于射-基极降落,常态为导通的晶体管 Q_1 关断。反相器 Q_2 把 Q_1 集电极的负向脉冲翻转。于是在它的集电极得到一个正向脉冲。这个正向脉冲使输出图腾柱的上晶体管 Q_3 开通,因而 Boost 电路的开关管 Q_5 接着被开通。Boost 变换器的输出电压通过比较输出电压采样与一个固定参考电压 V_{ref} 来控制。无论是由于电源还是由于负载的变化造成输出电压的增大,均会被误差放大器检测到,并驱动光耦合器 Q_{op} 中的发光二极管。于是,由于有效时间常数 $R' C_1$ 减小, Q_1 基极处的负向脉冲其负斜率变得更大,使得 Q_1 、 Q_2 和 Q_4 开通持续时间加长,而 Q_3 、 Q_5 开通持续时

间缩短,因而输出电压减小。所以,提供给开关管 Q_5 的脉冲宽度是根据负载和电源变化来调节,使得 Boost 变换器输出电压稳定。图 5.5a 所示为一种集成电路 PWM 控制器的电路原理图。误差放大器把开关变换器输出电压采样反馈值与一个固定参考电压 V_{ref} 进行比较。误差信号被放大后输入比较器的反相端。比较器的同相端接由固定频率的锯齿波振荡器产生的线性斜率锯齿波。振荡器的输出同时用于翻转后沿驱动触发器以产生方波输出信号 Q 和 $\bar{Q}$ 。只有当锯齿波信号比误差信号高时,比较器的输出才为高。比较器的 PWM 输出信号用于驱动与门,使得每路输出只有与门的两个输入端均为高时才有输出信号。于是在两个晶体管 Q_1 和 Q_2 的基极产生一系列变占空比的周期脉冲序列。集成 PWM 控制器的开关波形如图 5.5b 所示。

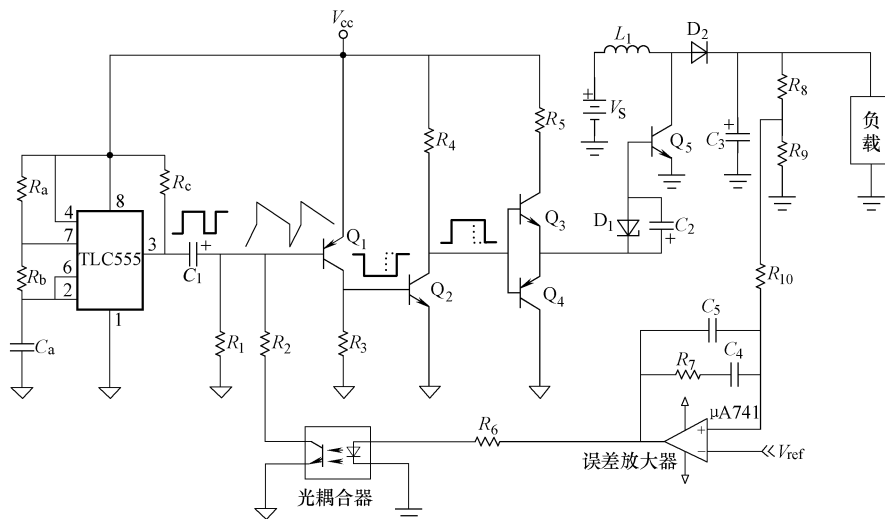


图 5.4 分立元器件加集成电路实现的 Boost 变换器的 PWM 控制器

5.2.2 电流模式 PWM 策略

在电流模式 PWM 策略中,开关变换器的占空比由电感电流达到门槛值的时间来确定,而参考控制信号决定门槛值的大小。电流模式 PWM 控制策略与传统电压模式 PWM 相比有几个优点^[6,45]。首先,由于当电感电流达到控制信号电平时关断开关管,所以只要简单地限制控制信号的最大值就可以防止开关管出现过流故障;其次,因为开关管都用同一个来自反馈电路的 PWM 控制信号,且电流值相同,因而可以多个变换器并联运行而无均流问题。在电流模式控制过程中,平均电感电流跟随参考电压变化。电感可以看作电流源(CS),此输出滤波器就可以看成一个为输出电容和负载供电的压控电流源,因此系统的阶数降一,大大简化了反馈补偿网络。电流模式 PWM 控制策略最主要的缺点是不稳定问题。不论用何种变换器,只要占空比超过 50% 通常就会出现振荡。不过,可以在电感电流采样信号或电压控

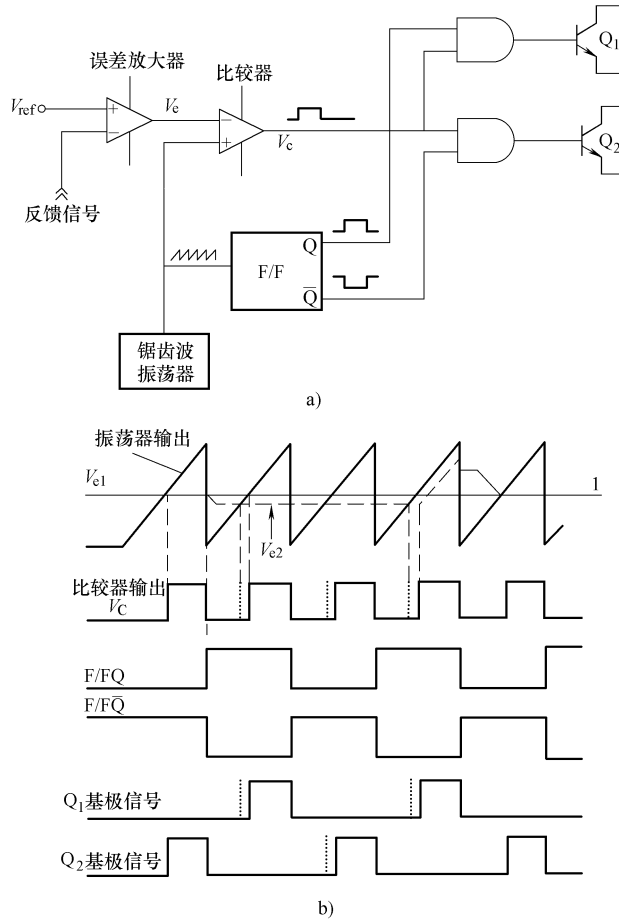


图 5.5 一种集成电路 PWM 控制器及集成电路 PWM 控制器开关波形

a) 一种集成电路 PWM 控制器 b) 集成电路 PWM 控制器开关波形

制信号上加一个周期性的人工斜坡信号来消除不稳定问题^[46]，也可以采用离散化模型来稳定控制环路^[47]。

图 5.6a 所示为一种固定频率电流模式 PWM 控制的 Boost 变换器电路。该电路包括两个控制环，外环检测输出电压得到控制信号并提供给内环，内环检测开关管上的电流并以脉冲序列为基础维持输出电压恒定。对于给定的工作周期，开关管的开通时刻与时钟脉冲一致，而关断时刻为对应开关电流（电感电流）的模拟电压接近误差电压的时刻，如图 5.6b 所示。一旦 $I_{es}R_s$ 等于 V_e ，PWM 锁存电路的输出就变为低电平，并在下一个时钟周期到来前一直保持低电平。

5.2.2.1 $D > 50\%$ 时的不稳定问题

当占空比大于 50%，电感电流会呈现与成比例的电流模式控制有关的分频振

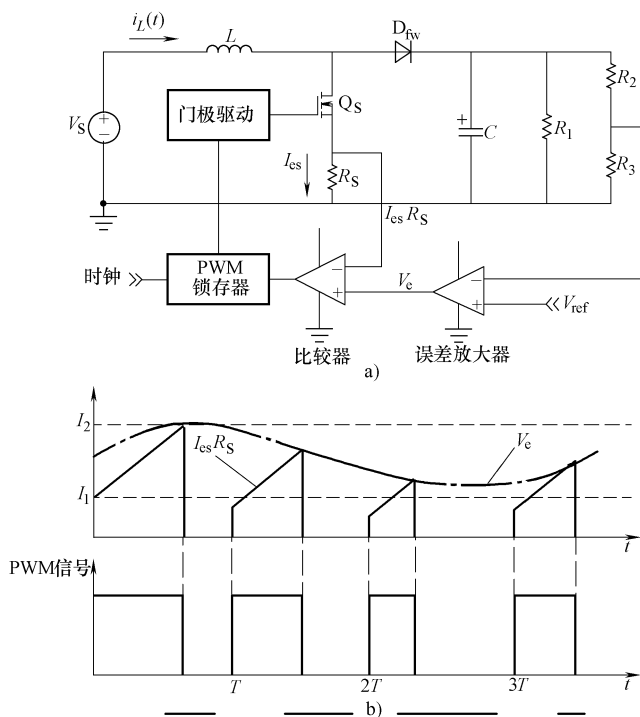


图 5.6 一种固定频率电流模式 PWM 控制器实现的 Boost 变换器及
固定频率电流模式 PWM 控制器波形

a) Boost 变换器 b) 波形

荡^[48]。图 5.7 所示为误差电压 V_e 控制的电流模式变换器的电感电流 I_L 波形。从图中可以看到，当电感电流有一个小扰动时，引起了系统的不稳定。假设在开关周期的起始点电感电流扰动量为 ΔI_0 ，而占空比大于 50%，则下个周期的扰动量 ΔI_1 会变大。这个增长的趋势继续下去，就造成了前面提到的不稳定问题。如果占空比小于 50%，扰动会在后续的周期衰减直至消失，这种情况下，系统就是稳定的。这个问题的数学描述为

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \left(\frac{m_2}{m_1} \right) \quad (5.6)$$

5.2.2.2 外加斜坡补偿

如图 5.7c 所示，通过引入一个斜率为 $-m$ 的线性斜坡函数，可以对不稳定问题进行补偿。此斜坡可以加在电流波形上，也可以从误差电压中减去。在式 (5.6) 中引入斜坡函数，得

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \left(\frac{m_2 + m}{m_1 + m} \right) \quad (5.7)$$

如果

$$m > -\frac{1}{2}m_2 \quad (5.8)$$

则 $\Delta I_1 < \Delta I_0$ ，扰动的影响消失。

因此，为了确保电流环稳定，补偿斜坡的斜率必须要大于电流波形下降斜率的一半。对于图 5.8 所示的 Buck 变换器，比较器同相输入端的调节电感电流的电压为

$$V_S = I_L R_S \quad (5.9)$$

所以

$$\frac{dV_S}{dt} = \frac{dI_L}{dt} R_S \quad (5.10)$$

由于在开关关断期间 $V_o = L (dI_L/dt)$ ，所以

$$\frac{dV_S}{dt} = \frac{V_o}{L} R_S \quad (5.11)$$

或

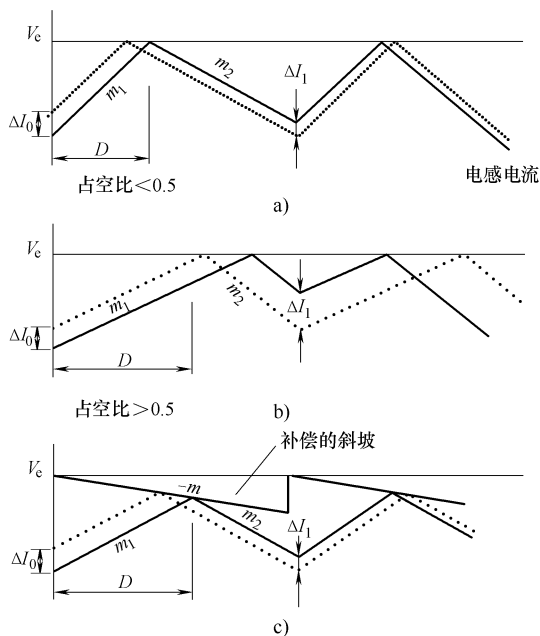


图 5.7 电流模式控制不稳定问题

$$m_2 = \frac{V_o}{L} R_S \quad (5.12)$$

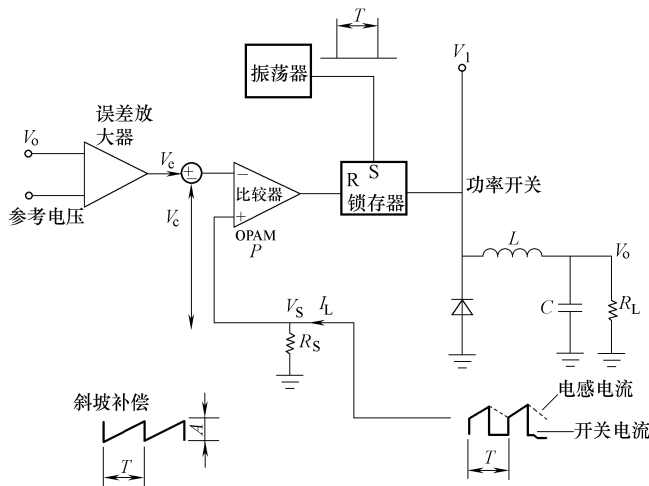


图 5.8 带斜坡补偿的电流模式控制的 Buck 变换器

补偿波形的幅值 $A = mT$ 。由于 $|m| > \frac{1}{2}m_2$ ，为了保证在占空比大于 50% 时的稳定性，应有

$$A > TR_s \frac{V_o}{L} \quad (5.13)$$

在参考文献 [48] 中提到，从式 (5.7) 出发，可以很容易证明如果选择的补偿斜率 m 等于 $-m_2$ ，得到的瞬态响应为临界阻尼的，使得电流精确地在一个周期达到稳定，如图 5.9 所示。此外，如果还要加上电压控制外环，为了得到理想的瞬态响应，也需要进行补偿。

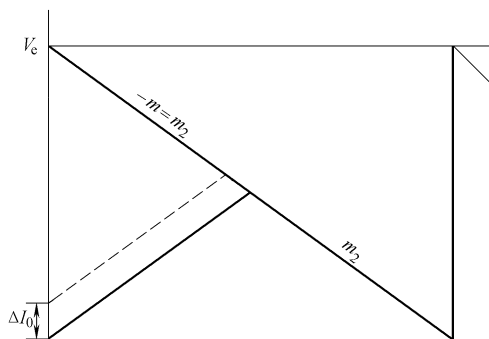


图 5.9 斜坡补偿, $m = -m_2$

5.3 滞环控制：开关电流源

此控制策略中，当电感电流小于某个给定值时主开关管开通，而当电感电流大于给定值时主开关管关断；因此，电流峰值不断在这两条限制线之间变化。滞环控制广泛应用于功率变换、电动机驱动和功率因数校正技术，同时也可以用于控制开关电流源。一般实现开关电流源的控制方法为：输出电流采样值与参考信号比较形成闭环控制。开关电流源一般输出阻抗都很大；如果闭环，则阻抗会更大。在开关电流源的输出端通常有一个电感。图 5.10 所示为一种采用滞环控制的基本开关电流源。 H_1 是一个增益为 1V/A 的电流 - 电压转换器。

图 5.11 所示为滞环控制电流源的输出电流的等效电压波形。图中，理想 DC 输出电流值为 $I_M = 1A$ ，电流的最大、最小值分别为 I_{PN} 和 I_{VN} 。在 $t = 5ms$ 时发生负载突变。我们注意到在负载突变时，电路波形的频率发生了变化，而最大、最小值不变。

滞环宽度决定了最大工作频率，环宽越窄，开关频率越高。适当选择滞环宽度

可以使电流纹波为三角波。如果环宽过宽，电流纹波会按照 LR 电路的充、放电原理呈指数曲线变化。滞环控制的主要缺点在于开关频率是变化的，使得 EMI 滤波更为复杂。

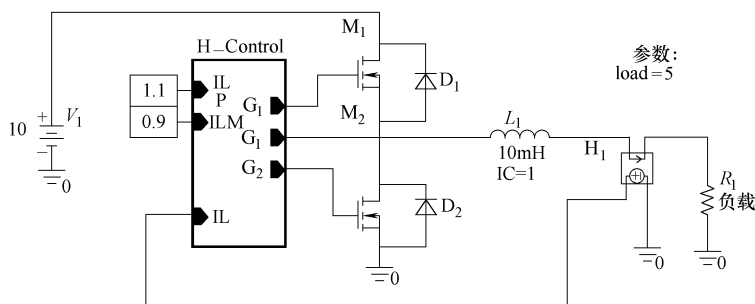


图 5.10 滞环控制开关电源

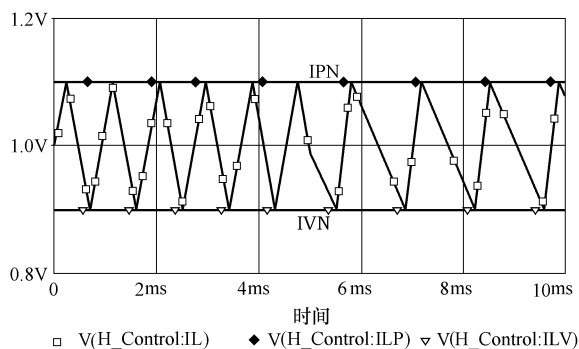


图 5.11 滞环控制波形

5.3.1 t_{on} 时段稳态分析

图 5.12 所示为开关电源 t_{on} 时段的等效电路。

电感上的电压为

$$V_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta i}{\Delta t} = L \frac{\Delta i}{t_{on}} = V_{cc} - V_o \quad (5.14)$$

于是

$$t_{on} = L \frac{\Delta i}{V_{cc} - V_o} \quad (5.15)$$

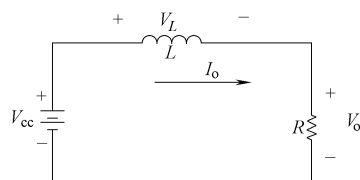


图 5.12 t_{on} 时段的等效电路

式中， V_{cc} 为输入电压； V_o 为电流源的平均输出

电压。如果滞环宽度很小，输出电流可以看做是常数，于是

$$V_o = I_o R \quad (5.16)$$

以及

$$t_{\text{on}} = L \frac{\Delta i}{V_{\text{cc}} - I_o R} \quad (5.17)$$

在 t_{off} 时段, 电感左端接地, 电感的储能维持电流继续同向流通, 如图 5.13 所示。

V_L 为

$$V_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{-\Delta i}{\Delta t} = L \frac{-\Delta i}{t_{\text{off}}} = -V_o \quad (5.18)$$

则 t_{off} 为

$$t_{\text{off}} = L \frac{\Delta i}{V_o} = L \frac{\Delta i}{I_o R} \quad (5.19)$$

由于有

$$T = t_{\text{on}} + t_{\text{off}} \quad (5.20)$$

则

$$T = L \Delta i \left(\frac{1}{V_{\text{cc}} - I_o R} + \frac{1}{I_o R} \right) \quad (5.21)$$

当 $L = 100\text{mH}$ 时开关周期与负载电阻之间的关系曲线如图 5.14 所示。当负载变化时, 开关频率会自动调整以维持输出电流在边界之内。由此可见, 当负载为 5Ω 左右时, 开关频率最大。

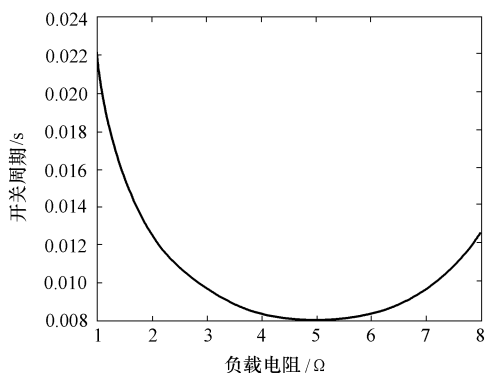


图 5.14 开关周期与负载电阻的关系曲线

5.4 商业化集成电路控制器

5.4.1 SG3524 固定频率电压模式控制器

Silicon General Corporation 的 SG3524^[49] 是最早商业化的固定频率电压模式集成电路 PWM 控制芯片产品。图 5.15 所示为 SG3524 的内部功能模块图。可编程锯齿波发生器产生 3.5V 的锯齿波 V_{st} , 直流电压基准值为 0.5V。锯齿波的周期 $T = R_1 C_1 /$

(1.15) 由分别外接在 6 脚、7 脚的定时电阻 R_t 和定时电容 C_t 决定。定时电阻 R_t 建立恒定电流为 C_t 充电, 于是在 7 脚产生一个线性斜坡电压, 此电压接到电压比较器。输出电压采样 (1 脚) 与固定参考电压 V_{ref} (2 脚) 通过误差放大器在 9 脚产生误差电压信号 V_e 。应用传统的反馈补偿策略时, 由于误差放大器的输出阻抗大而遇到一些困难。限流比较器把与输出电流成比例的电压信号和 200mV 的固定参考电压进行比较。其目的是, 当发生过电流 (即输出电流采样值大于 200mV) 时关断输出晶体管。误差放大器的输出与锯齿波通过电压比较器进行比较。由于锯齿波 V_{st} 接在同相端, 而误差电压 V_e 接在反相端, 那么当锯齿波信号高于误差信号时, 比较器输出为高, 如图 5.16 所示。因此, 比较器输出为方波脉冲, 其脉宽对应于锯齿波大于误差电压的时间。由振荡器输出同步触发得到的后沿触发脉冲信号通过触发器输出到相应的输出晶体管。振荡器输出脉冲同时也作为消隐脉冲以保证两个输出晶体管在转换时不会同时开通, 否则可能会出现“直通”故障而导致晶体管过电流损坏。

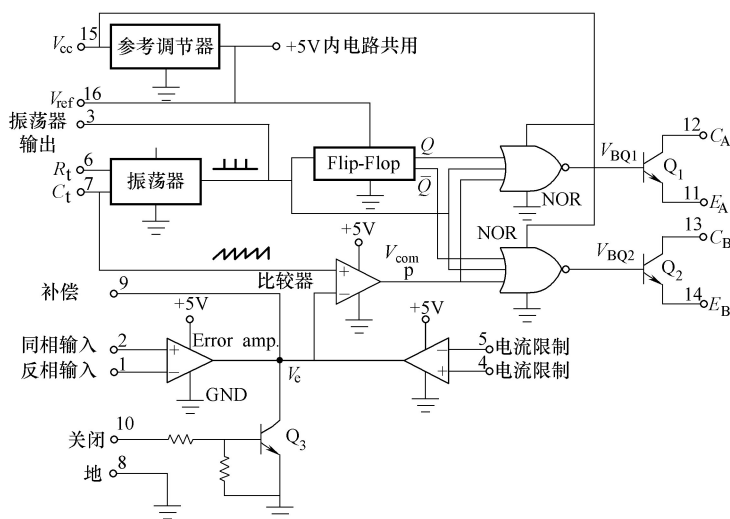


图 5.15 PWM 控制器 SG3524 的内部功能模块图

SG3524 是设计用于推挽变换器的产品, 它的开关频率为振荡器的一半。也可以把两个输出晶体管并联, 用于开关频率等于振荡器频率的单端开关变换器。

例 5.1 用 SG3524 为输入电压 10V、平均输出电压 5V 的 Buck 变换器设计一个脉宽调制电路。开关频率为 1kHz, 输出电感和滤波电容分别为 45mH 和 62.5 μ F。

解:

SG3524 开关频率为

$$f_s = \frac{1.15}{R_t C_t} = 1 \text{ kHz}$$

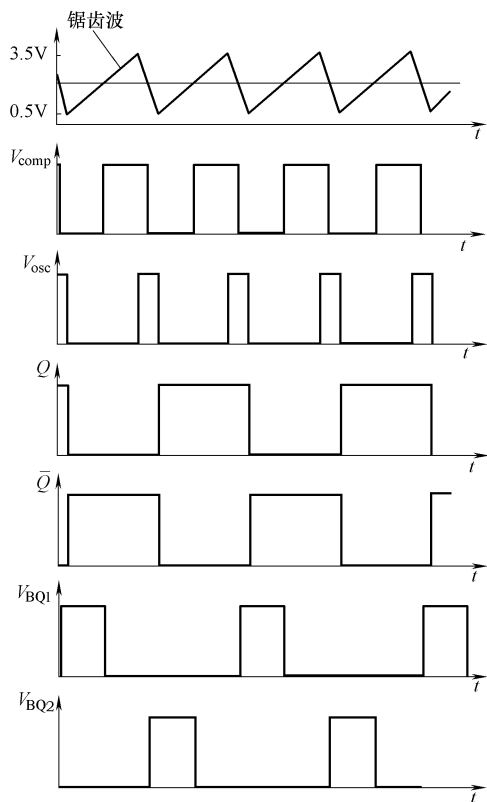


图 5.16 SG3524 控制器开关波形

因此, 如果选择 C_t 的值为 $0.1\mu\text{F}$, 则

$$R_t = \frac{1.15}{f_s C_t} = 11.5\text{k}\Omega$$

所需的稳态占空比为 50%。由于 SG3524 的锯齿波信号为 $0.7 \sim 3.5\text{V}$, 那么所需的误差电压为

$$\frac{(V_e - V_m)}{(V_p - V_m)} = D$$

即

$$V_e = 1.4 + V_m = 2.1\text{V}$$

根据运算放大器的工作原理, 有

$$V_e = V_{\text{ref}} - \frac{R_2}{R_1}(V_{\text{sp}} - V_{\text{ref}})$$

假设参考电压为 2.5V , 取单位增益 $R_1 = R_2 = 100\text{k}\Omega$, 那么电压采样值 V_{sp} 为

$$V_{sp} = \frac{R_2}{R_1} (V_{ref} - V_e) + V_{ref} = \left[\frac{100}{100} (2.5 - 2.1) + 2.5 \right] V = 2.9V$$

现在可以设计采样电路, 根据分压器原理, 有

$$V_{sp} = \frac{R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} V_a$$

即

$$5R_{s2} = 2.9(R_{s1} + R_{s2})$$

如果 R_{s1} 选取为 $1k\Omega$, 那么 R_{s2} 等于 $1.38k\Omega$ 。图 5.17 所示为利用 SG3524 实现的 Buck 变换器 PWM 控制电路。引脚 9 处的 RC 网络在频率响应中引入一个零点, 用来抵消其中一个由输出滤波器产生的极点, 以维持开关变换器闭环的稳定性。

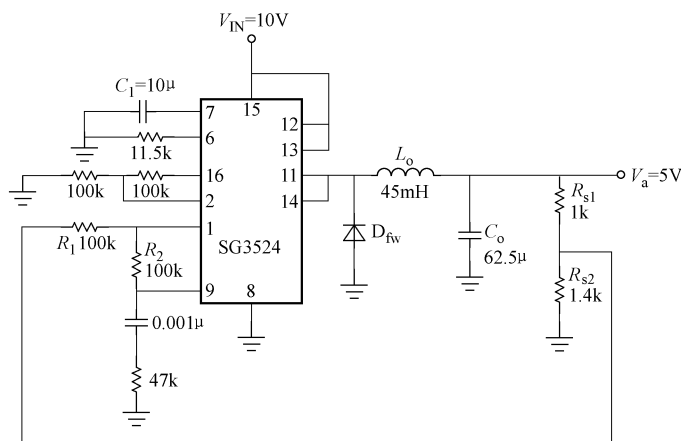


图 5.17 例 5.1 中 SG3524 实现的 PWM 控制电路图

5.4.2 TL497 变化频率电压模式控制器

Texas Instruments 的 TL497^[50] 是一种开通时间固定、频率变化的电压模式 PWM 控制器。它的内部功能模块图如图 5.18 所示。这个控制器的开通时间由接在频率控制引脚 (3 脚) 与地之间的外接电容 C_t 决定, 定时电容由片内恒流源充电至预先设定门槛电压。开通时间变化范围为对应 C_t 为 $200pF$ 的 $19\mu s$ 至对应 C_t 为 $2000pF$ 的 $180\mu s$ 。1 脚的反馈电压与内部 $1.2V$ 参考电压通过比较器比较。当反馈电压低于 $1.2V$ 时振荡器使能。如图 5.19 所示, 在定时电容充电期间输出未确定的集-射极晶体管开通。当反馈电压高于 $1.2V$ 时, 振荡器被禁止。因此, 关断时间和开关频率根据反馈电压高于 $1.2V$ 的持续时间的变化而变化。采用可编程限流电路实现输出晶体管峰值电流保护, 当接于 13 脚与电源之间的测量电阻上电压达到 $0.7V$ 时, 保护被使能。也可以在 INHIBIT 脚 (2 脚) 接外部选通信号, 当 INHIBIT 脚输入为高时, 控制器关断。

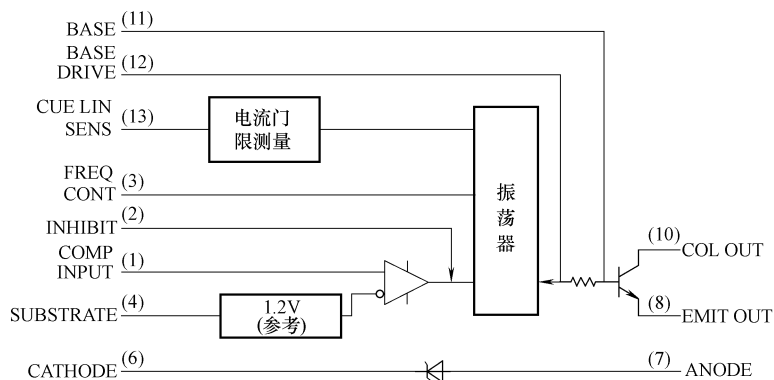


图 5.18 TL497 控制器内部功能模块图 (TI 授权影印)

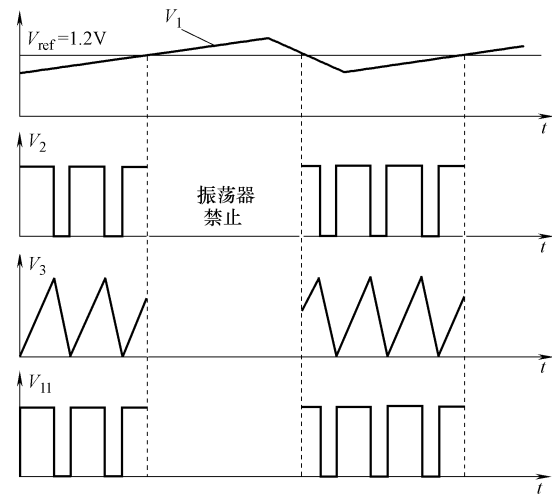


图 5.19 TL497 控制器开关波形

5.4.3 UC3842 固定频率电流模式 PWM 控制器

德州仪器的 UC3842^[51,52]是最早的固定频率电流模式 PWM 控制器商业化产品。图 5.20 所示为 UC3842 的内部功能模块图。反馈电压 V_{FB} (2 脚) 与内部 2.5V 参考电压通过误差放大器进行比较, 误差放大器的输出 (1 脚) 允许外部频率补偿。误差电压通过电平转换电路接到电流检测比较器的反相输入端, 而电感电流采样信号接到比较器的同相输入端, 这些就构成了电流模式控制器的电流内环。开通时间由电压检测误差放大器输出 V_e 与来自外部的电流检测电阻上的模拟电压 (斜坡加步级) 通过电流检测比较器共同确定。当误差电压信号大于电感电流采样值时, 比较器输出为高。UC3842 还具有低压闭锁功能, 只有当电源电压大于 16V 时才使能控制器并有 6V 的滞环宽度, 即当电源电压大于 16V 时开启, 低于 10V 时关闭。

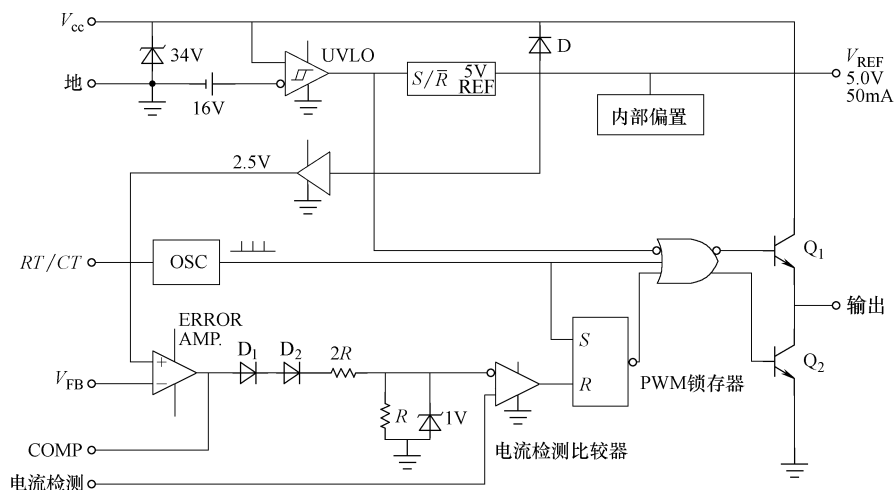


图 5.20 UC3842 PWM 控制器内部功能模块图 (TI 授权影印)

电流检测与限流。UC3842 电流检测输入原理如图 5.21 所示。电流 - 电压转换通过在外部的一个接地电阻 R_S 实现。正常工作状态下, R_S 上的峰值电压由误差放大器决定, 具体如下式:

$$I_p = \frac{V_c - 1.4V}{3R_S} \quad (5.22)$$

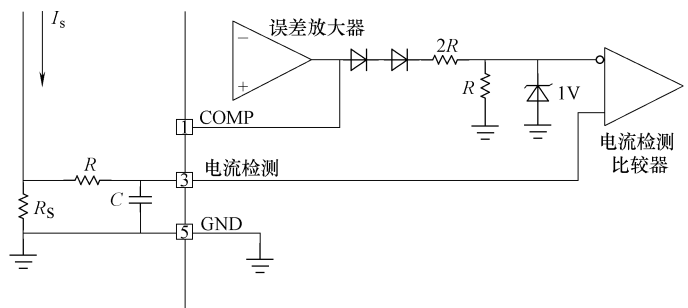


图 5.21 UC3842 电流检测电路 (TI 授权影印)

式中, V_c 为控制电压, 它的值等于误差放大器的输出。

对于小信号分析, 控制到检测电流的增益为

$$\frac{i_p}{v_c} = \frac{1}{3R_S} \quad (5.23)$$

当检测电流流过开关管, 它的前沿通常会出现大电流尖峰。主要是因为二极管

合并了自复位、电源低压检测和频率抖动，还有最小化音频组件设计，可以有效消减标准绝缘缘变压器结构的噪声。自复位电路限制了故障条件下（如输出短路或环路断开）的输出功率。在片外选接不同的电源测量电阻可以实现不同的电源低压门限值，可以消除如备用电源设备中由于输入储能电容放电缓慢引起的停电故障。工作频率 132kHz，采用抖动技术大大减小了准峰值和平均值 EMI，降低了滤波成本。TinySwitch- II 器件在限流模式工作。使能后，振荡器在每个周期的起始时刻开通功率 MOSFET。当电流增大到限流值或达到 DCMAX 限制时，MOSFET 被关断。由于 TinySwitch- II 的最大限流值与工作频率被设计为固定值，所以传输到负载的功率与变压器一次电感以及一次电流峰值的二次方成正比。因此，设计需求要包括最大处功率对应的变压器一次电感值的设计。如计算所得的电感中的电流会在达到 DCMAX 限制前增大到限流值，则说明选用 TinySwitch- II 的功率等级合适。图 5.25 所示为 TinySwitch 的一种典型应用，实现了一种通用电源，交流输入电压范围为 85 ~ 265V。

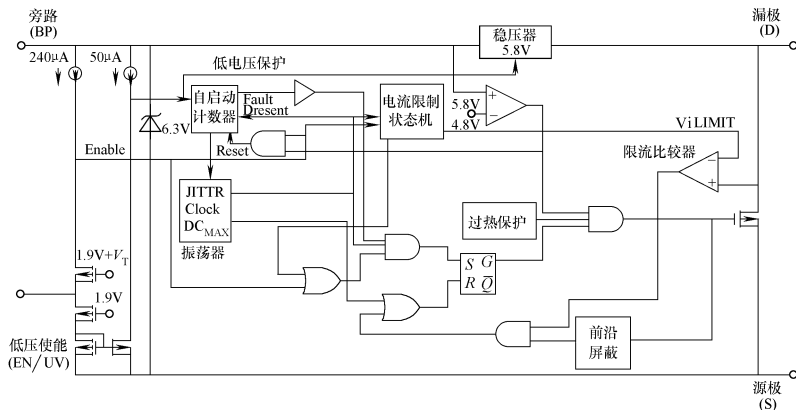


图 5.24 TinySwitch- II 内部功能模块图 (Power Integrations, Inc. 授权影印)

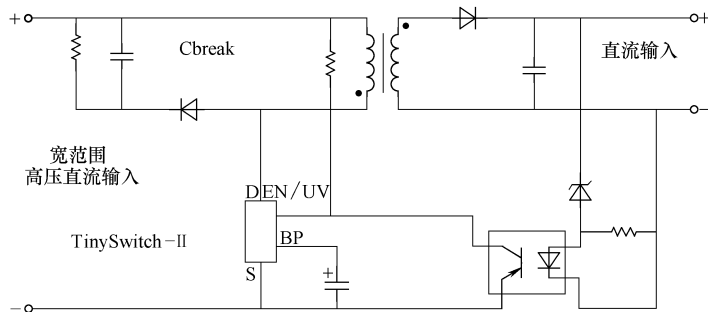


图 5.25 TinySwitch 的一种典型应用 (Power Integrations, Inc. 授权影印)

5.5 谐振变换器控制策略

谐振变换器通过改变开关频率来调节输出。在传统的变换器中,输出电压首先通过误差放大器与固定参考电压比较。误差放大器的输出决定压控振荡器(VCO)输出波形的频率。VCO 控制器可以用数-模集成电路组合或微处理器来实现。图 5.26 所示为采用数-模电路实现的推挽谐振变换器 VCO 控制器。它包括一个 CD4046 数字锁相环,一个 CD4013 D 触发器,一个可复触发-可复位单稳多谐振荡器 CD4528,一个 16 位缓冲器 CD4050 以及两个与门 CD4081。CD4046 根据误差放大器输出的误差电压 $v_x(t)$ 产生频率变化的开关脉冲信号 $v_y(t)$,如图 5.27 所示。这些脉冲信号接到 CD4013 D-FF 和 CD4528 的输入,CD4013 D-FF 产生两路反相信号 Q 和 $\bar{Q}$ (驱动推挽变换器所需),通过调节接在 CD4528 的 2 脚的 $5\text{k}\Omega$ 电位器,脉宽由 CD4528 和 CD4011 共同控制。CD4050 提供到门极驱动电路的驱动能力,同时,功率 MOSFET 快速开关通常由图腾柱结构实现。

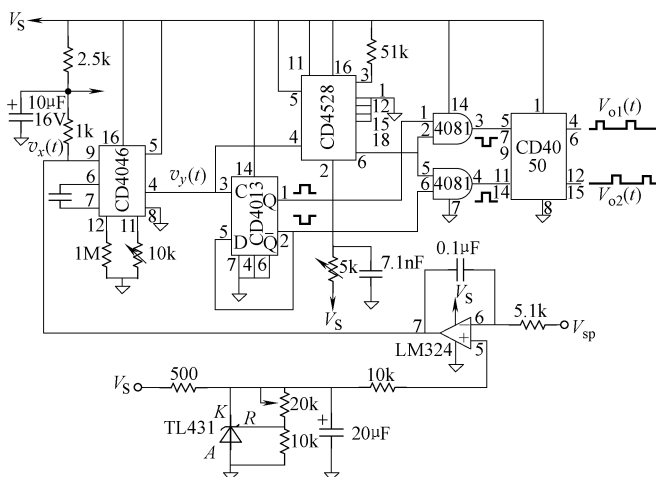


图 5.26 采用数—模电路实现的推挽谐振变换器 VCO 控制器电路原理图

电流模式控制省去了一些准谐振变换器中的压控振荡器^[54]。压控振荡器由对噪声敏感度低得多的简单电压比较器所代替,这一控制策略同样也增强了准谐振变换器的抗噪声能力。图 5.28 所示为采用直接检测电感电流的电流模式控制的准谐振 Buck 变换器的电路原理图。输出采样电压 V_a 与固定参考电压 V_{ref} 通过误差放大器比较,其输出与输出电感电流采样值 V_{il} 通过电压比较器比较,电压比较器的输出通过组合逻辑和驱动电路,产生提供给开关管 Q_s 的开通脉冲时间常数。当输出电感电流的下降斜坡与误差电压相交时刻,开关管 Q_s 开通,如图 5.27 所示。

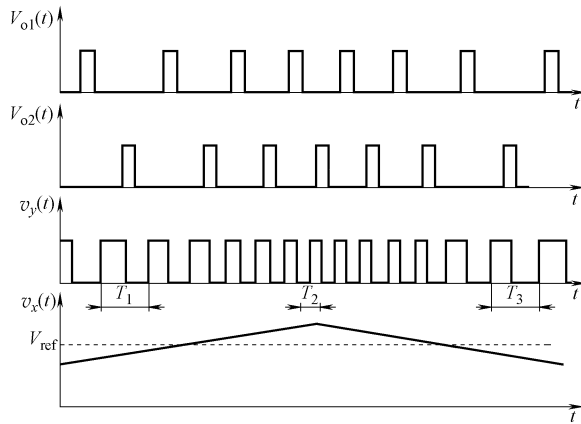


图 5.27 VCO 控制器波形

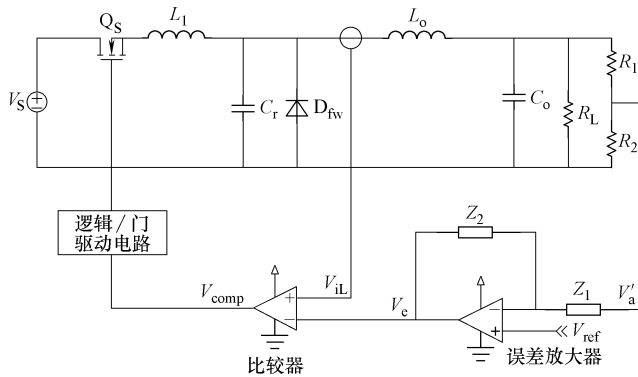


图 5.28 电流模式控制的准谐振 Buck 变换器

5.5.1 谐振变换器离线控制器

半桥准谐振控制器已经有成熟的产品可用于离开关变换器应用。主要应用领域为电视机和显示器的全球通用电源，以及电池充电器、通信设备和汽车音响电源、高压电源。

5.5.2 L6598 的工作原理

STMicroelectronics 公司的 L6598^[55,56] 应用对象为基于半桥拓扑、采用 50% 占空比、变频控制的电路。此种开关变换器中，输出控制是通过改变开关频率来完成的。图 5.29 所示为 L6598 控制器的内部功能模块图，它具有低压锁定（UVLO）的功能。当电源电压低于 UVLO 门槛值时，给外部高、低侧功率 MOSFET 的驱动信号均保持为低。只有当电源电压高于 UVLO 门槛值时，电路才开始工作。在前半个开关周期低侧驱动信号有效，为自举电容充电。集成自举功能的一个显著特点就是不需要外加二极管给自举电容充电。通过 R_{fmin} 和 R_{fstart} 选择合适的偏压，可以为电流控制振荡

器定义工作频率的下限和上限。它还具有软启动功能,通过延迟电容 C_{ss} 控制软启动时间。启动时,频率先被设置为最大值 ($F_{\max}$),然后慢慢减小到预期的工作频率。振荡器通过连接到外部功率 MOSFET 的高、低侧门极驱动信号来控制功率级电路。闭环频率由 R_{fmin} 的值来决定。高、低侧驱动电路具有很高的耐电流能力(典型值:源极电流为 450mA,漏极电流为 250mA),使得外部的功率 MOSFET 可以快速的开关。同时,通过内部逻辑为两开关管的开通和关断之间保证了典型值为 300ns 的死区时间。

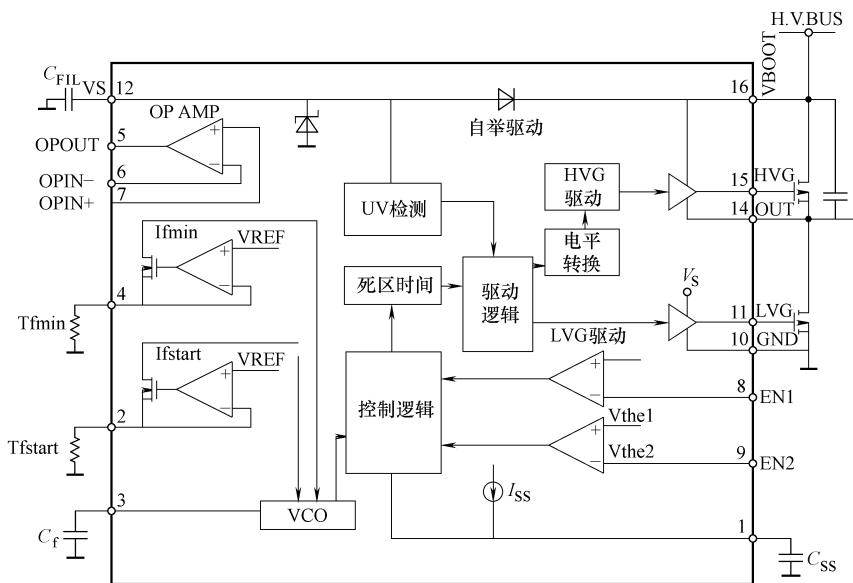


图 5.29 L6598 功能模块图 (STMicroelectronics 授权影印)

如图 5.30 所示为 L6598 在高端电视机供电电源的多谐振零电流开关 (ZCS) 变换器中的一个典型应用,其简化的电路如图 5.31 所示。选择半桥电路是因为它体积小、效率高以及工作的噪声低。其工作波形如图 5.32 所示。此半桥变换器包括功率 MOSFET Q_1 、 Q_2 , 谐振电感 L_1 , 变压器励磁电感 L_2 , 谐振电容 C_1 和 C_2 , 整流二极管 D_1 、 D_2 , 以及输出电容 C_{out} 。 C_{Q1} 、 C_{Q2} 为 Q_1 、 Q_2 的寄生电容, D_{Q1} 、 D_{Q2} 分别为 Q_1 、 Q_2 的寄生反并二极管。两个 MOSFET Q_1 和 Q_2 按近似 50% 占空比交替导通。此电路有 3 种工作模式。

模式 1: L_1 和 $C_1 + C_2$ 形成串联谐振电路, 为负载传送功率;

模式 2: $L_1 + L_2$ 与 $C_1 + C_2$ 发生谐振, 没有功率传送到负载;

模式 3: $C_{Q1} + C_{Q2}$, $L_1 + L_2$ 与 $C_1 + C_2$ 发生谐振, MOSFET 实现了 ZVS。一共包括 8 个工作时段, 如图 5.32 所示。

$t_0 \sim t_1$: 此时段内, 有反向电流流过 Q_1 的寄生二极管 D_{Q1} 。 Q_2 关断, 在 t_0 时

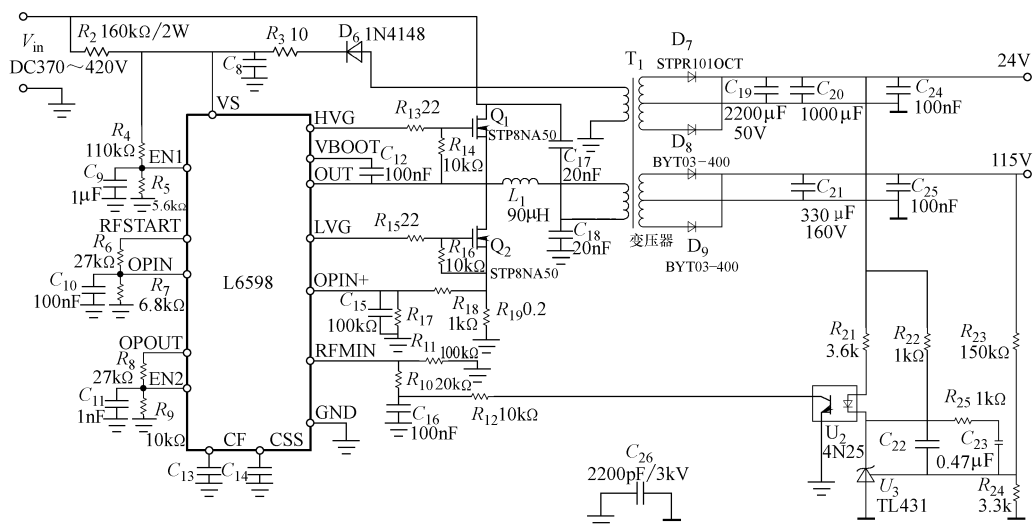


图 5.30 采用 L6598 的谐振变换器电路原理图 (STMicroelectronics 授权影印)

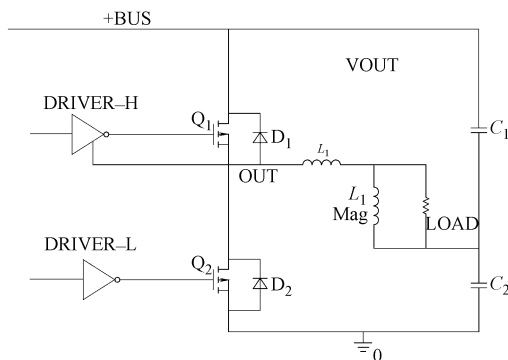


图 5.31 L6598 的典型应用 (STMicroelectronics 授权影印)

刻 L_1 和 $C_1 + C_2$ 的谐振电流初始值为 $-I_2$, 与流过电感 L_2 的电流一致。 L_2 中电流增长速度为 nV_{out}/L_2 , 此处 $n = N_1/N_2$, $N_2 = N_3$ 。 t_0 时刻, C_{Q1} 释放全部储能, 因此, Q_1 上电压下降到 $0V$, 实现了 ZVS。当 C_2 放电时, C_2 上电压下降。

$t_1 \sim t_2$: 此时段内, Q_1 开通而 Q_2 关断, Q_1 内流过正向的谐振电流。谐振电流按正弦规律增长并达到峰值, 然后减小直至 t_2 时与 L_2 的电流达到一致。流过变压器一次绕组 N_1 的电流为谐振电流与 L_2 中电流的差 (见图 5.30)。此时段有功率传送到负载。

$t_2 \sim t_3$: 此时段, Q_1 维持开通, Q_2 仍然关断, 流过 L_1 的电流 I_1 等于 t_2 时刻流过 L_2 的电流。变压器二次绕组无电流流过。此时段中, $L_1 + L_2$ 与 $C_1 + C_2$ 发生谐振。

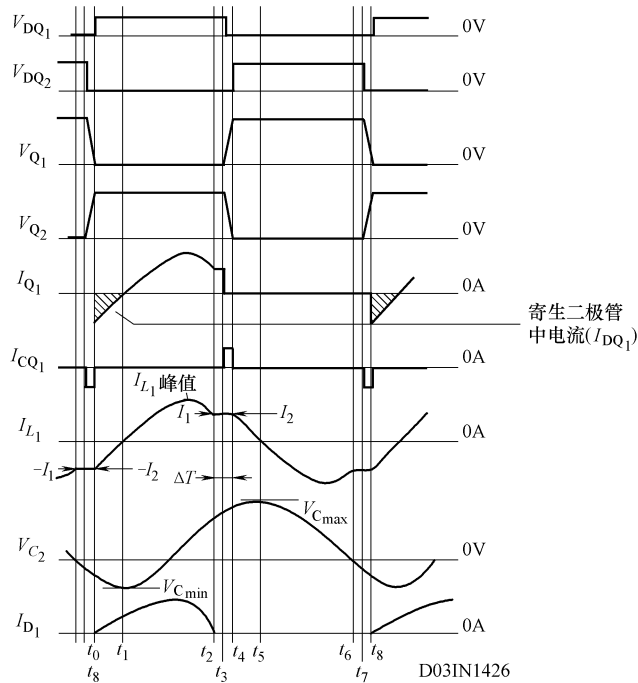


图 5.32 开关波形 (STMicroelectronics 授权影印)

$t_3 \sim t_4$: 当 Q_1 在 t_3 时刻关断时进入此时段, Q_1 和 Q_2 都处于关断状态。 Q_2 的寄生电容 C_{Q2} 中的储能通过与 $L_1 + L_2$ 与 $C_1 + C_2$ 的谐振电流释放。同时 C_{Q1} 充电。

$t_4 \sim t_5$: 此时段内, Q_1 维持关断, 谐振电流流过 Q_2 的寄生二极管 D_{Q2} 。 t_4 时刻 C_{Q2} 中能量完全释放, Q_2 上的电压下降到零, 于是就实现了 ZVS。 C_2 上电压进一步增大。

$t_5 \sim t_6$: 此时段内, Q_1 维持关断而 Q_2 开通, 流过 Q_2 的谐振电流与 $t_4 \sim t_5$ 时段反向。谐振电流按正弦规律减小并达到最小值; 然后再增大直至 t_6 时刻等于 L_2 中流过的电流。流过变压器一次绕组 N_1 的电流等于谐振电流与 L_2 中电流的差。此时段中, 有功率传送到负载。

$t_6 \sim t_7$: 此时段, Q_1 维持关断, Q_2 仍然开通, 流过 L_1 的电流 $-I_2$ 等于 t_6 时刻流过 L_2 的电流。变压器二次绕组无电流流过。此时段中, $L_1 + L_2$ 与 $C_1 + C_2$ 发生谐振。

$t_7 \sim t_8$: 当 Q_2 在 t_7 时刻关断时进入此时段, Q_1 和 Q_2 都处于关断状态。 Q_2 的寄生电容 C_{Q2} 通过与 $L_1 + L_2$ 与 $C_1 + C_2$ 的谐振电流充电, 同时 C_{Q1} 放电。在时刻 t_8 , 电路回到初始状态, 重复第一个时段。

此谐振电路的一个主要特点就是功率 MOSFET 可以实现 ZVS。然而, 关断损耗

依然存在, 可以通过给 MOSFET 并联一个小的缓冲电容来减小关断损耗。这里不需要放电电阻, 因为放电不是在 MOSFET 开通时, 而是在 MOSFET 关断时放电。由 C_{oss} 和 C_{rss} 造成的开关损耗也因此而消除。存储在开关管并联电容中的能量被回馈至 DC 电源。

例 5.2 太阳电池 (PV) 板为通过射频链收集并发送数据的气象站提供电能。照射在 PV 板表面的光照度决定该块板的终端电压。因此, 在白天时通过 PV 板获得的直流电压在 17V 到 21V 之间波动 (当设备使用时, 忽略电能存储需求)。电子设备需要的直流电压为 $5(1 \pm 5\%)$ V, 因此需要在负载端对电压进行调节。预期负载电流在 300mA 到 1A 范围内改变。设计一个使用 TL494 控制芯片的开关变换器为气象站提供电压变换。变换器工作在电流断续模式 (DCM) 下。

解:

为了简单起见, 本设计基于一个开关频率 $f_s = 50\text{kHz}$ 的 Buck 变换器。在平均输入电压 $V_s = 17\text{V}$, 平均输出电压 $V_a = 5\text{V}$, 最大负载电流 $I_a = 1\text{A}$ 的情况下, 根据 ($I_a = 1\text{A}$) 选择电感。在电流连续模式 (CCM) 下最大占空比

$$D_{\max} = \frac{V_a}{V_s} = 0.294$$

变换器工作在 DCM 下的临界电阻 (即最小负载电阻) 用额定输出电压和最大负载电流计算, 计算结果为 $R_c = 5\Omega$ 。任意比临界电阻大的电阻 (或更低的负载电流) 都会使变换器进入 DCM 模式。为了确保工作在 DCM 模式, 电感 L 必须要比临界电感 L_c 小, 临界电感 L_c 表达式为

$$L_c = \frac{R_{\min}(1 - D_{\max})}{2f_s}$$

所以

$$L_c = 35.29\mu\text{H}$$

实际中, 通常选择的电感值 L 偏小 (例如 $L = 30\mu\text{H}$), 则 $\frac{L}{L_c} = 0.85$ 。在 DCM 模式下, 电压转换率为

$$D = \sqrt{\frac{\frac{2L}{RT}}{1 - \frac{V_a}{V_s}}}$$

可以计算平均、最小以及最大的占空比, 结果见表 5.1。

式 (2.20) 为输出电压纹波的表达式, 其值应该小于 250mV。因此可以选择输出电容 $C = 220\mu\text{F}$, 在平均工作点处产生的输出电压纹波为

$$\Delta v_c = \frac{v_s D(1 - D)}{8f_s^2 LC} 22.3\text{mV}$$

仿真电路图如图 5.33 所示, 图 5.34 所示分别为电路分别工作在最大、平均以及最小占空比下的波形。必须指出, 在最大占空比时开关变换器工作在 DCM 模式下, 并且由于半导体器件的导通损耗, 其平均输出电压总是小于理想的 5V 输出。下一步设计就是要采用合适的反馈以确保对占空比进行适当调节。输出滤波器的传递函数为

$$\frac{V_a}{V_s} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)s + \frac{1}{LC}}$$

由式 (6.36) 可知

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{30\mu\text{H}220\mu\text{F}}} = 12309.15\text{rad/s}$$

或 $f_0 = 1959\text{Hz}$ 。

由式 (6.35) 可知

$$\zeta = \frac{1}{2R\sqrt{\frac{C}{L}}} = 0.0239$$

因此, 变换器处于欠阻尼状态。

表 5.1 DCM 模式下不同工作点的占空比

V_s/V	I/A	R/Ω	D	备注
17	1	5	0.2711	最大值
17	0.3	16.67	0.149	
19	0.65	7.7	0.1914	平均值
21	1	5	0.2113	
21	0.3	16.67	0.11157	最小值

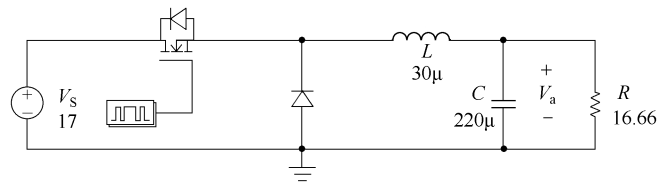


图 5.33 例 5.2 中 Buck 变换器的原理图

输出滤波器的频响特性

输出滤波器的频响特性如图 5.35 所示, 与计算出的 f_0 和 ζ 值一致。再计算采样网络的衰减量。当采样电压 $V_{sp} = 2.5\text{V}$, 额定输出电压 $V_0 = 5\text{V}$ 时, 衰减量 $K_{\text{smp}} = V_{sp}/V_0 = 0.5$ 或 $K_{\text{smp}} = 20\log_{10}(0.5) = -6.02\text{dB}$ 。PWM 增益, 就是锯齿波的峰值电压与占空比为 1 时的最大输出电压之比 (即 21V)。因此

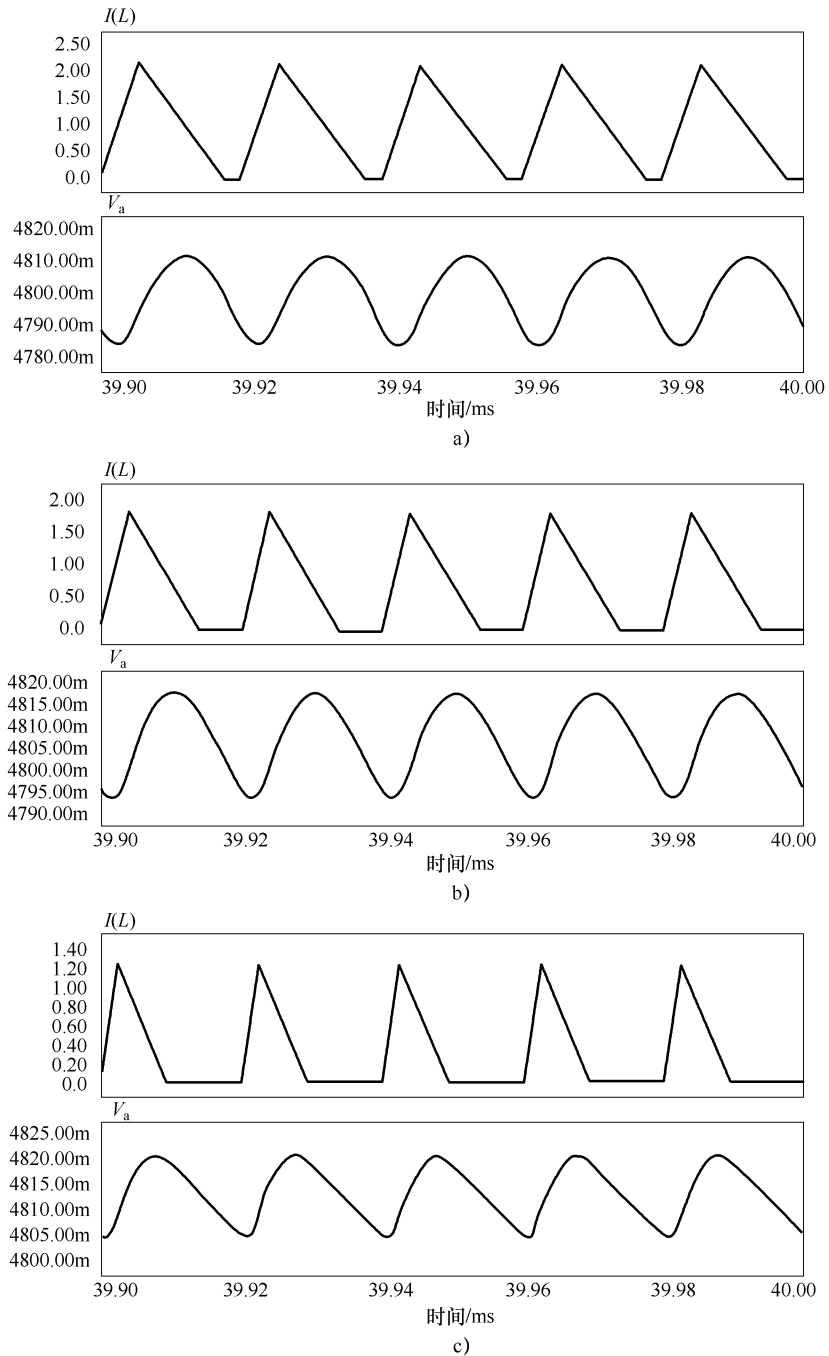


图 5.34 选择表 5.1 中的 D 值时, 工作在 DCM 模式下开环 Buck 变换器的电感电流和输出电压波形

a) 最大占空比 b) 平均占空比 c) 最小占空比

$$K_{\text{pwm}} = \frac{V_{\text{Smax}}}{V_{\text{ramp max}}} = 7$$

或用 dB 形式表示为

$$K_{\text{pwm}} = 20\log 7 = 16.9\text{dB}$$

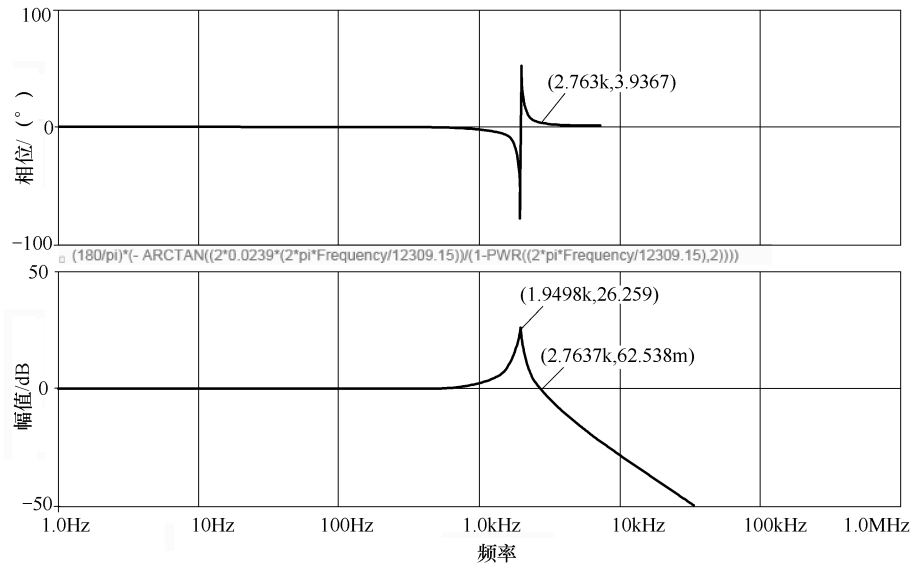


图 5.35 输出滤波器的频响特性

穿越频率选择在 $1/5$ 开关频率处，即 $f_1 = f_s/5 = 10\text{kHz}$ 。用 MATLAB 软件绘制的环路增益的博德图如图 5.36 所示。由图可见，在 62krad/s （即 10kHz ）处的衰减量为 -17.1dB ，相位为 -180° 。

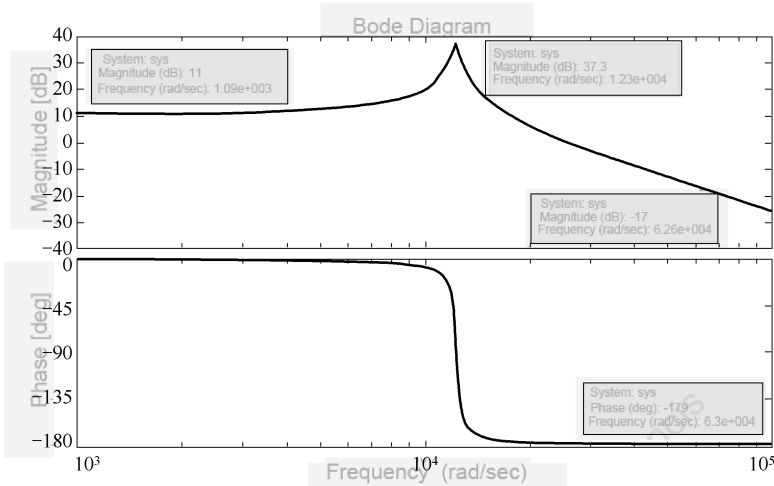


图 5.36 环路增益的博德图

为了使穿越频率处的斜率为 $-20\text{dB}/\text{十倍频程}$ ，可以选用 PID 补偿网络。这是因为输出滤波器在穿越频率处的斜率为 $-40\text{dB}/\text{十倍频程}$ 。为了避免闭环系统时域响应过冲，开环系统的相位裕量应该为 45° 或更大。在 f_1 处整体的相位改变量为 315° （即 $360^\circ - 45^\circ = 315^\circ$ ）。由于输出滤波器提供一个 180° 的滞后相位，所以为了得到所期望的 45° 相位裕量，PID 补偿网络必须叠加 135° 的滞后相位。假设双重零点和双重极点与 f_1 等距，根据式 (7.18) 可得

$$f_{zd} = 2\text{kHz}, f_{pd} = 50\text{kHz}$$

为了使增益在 f_1 为 0dB ，补偿网络在穿越频率处的增益必须为 17.1dB 且斜率为 $+20\text{dB}/\text{十倍频程}$ 。因此，在 f_{zd} 处的幅值 $K_1 = 3\text{dB}$ ，在 f_{pd} 处的幅值 $K_2 = 30.5\text{dB}$ 。选定 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ，那么 PID 补偿网络元件的值为

$$R_2 = K_1 R_1 = 14.125\text{k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_2}{K_2} = 421.64\text{k}\Omega$$

由式 (7.12)，式 (7.13) 和式 (7.15) 可得 $C_1 = 5.57\text{nF}$ ， $C_2 = 0.235\text{nF}$ ， $C_3 = 7.55\text{nF}$ 。

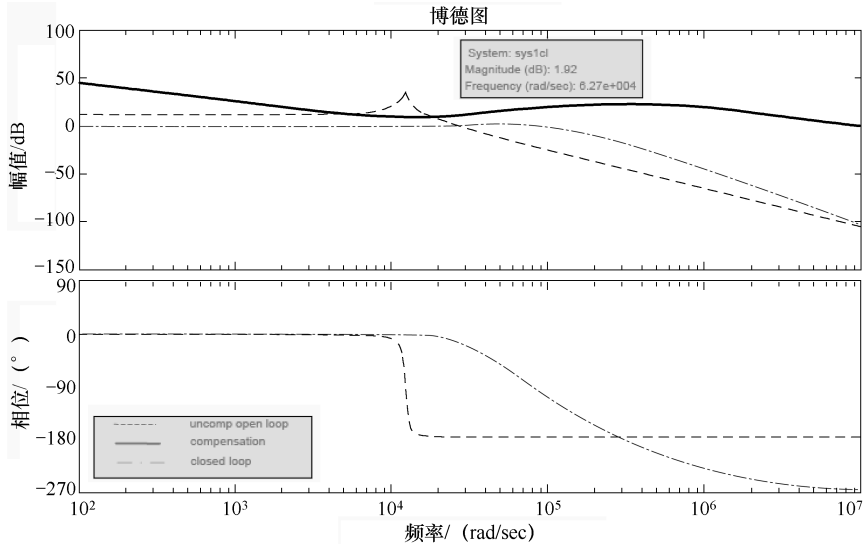


图 5.37 补偿网络、未补偿的开关变换器以及补偿后的开关变换器频响特性曲线

MATLAB 软件仿真程序

```
clear
% Output filter Parameters
Ro = 7
Lo = 30e - 6
Co = 220e - 6
```

```

% Sampling Network Attenuation and PWM Gain
Ksmp = 0.5
Kpwm = 7
Kdc = Ksmp * Kpwm
% Output Filter Model
numh = [ Kdc / ( Lo * Co ) ]
denh = [ 1 1 / ( Ro * Co ) 1 / ( Lo * Co ) ]
sys = tf( numh, denh )
% PID Compensation Parameters
C1 = 5.57e - 9
C2 = 0.235e - 9
C3 = 7.55e - 9
R1 = 10e3
R2 = 14.125e3
R3 = 421.64
% Factors Calculation
a = R2 * C1 * C3 * ( R1 + R3 )
b = R2 * C1 + C3 * ( R1 + R3 )
c = 1
d = ( R2 * C1 * C2 ) * ( R1 * R3 * C3 )
e = ( R1 * R3 * C3 ) * ( C1 + C2 ) + ( R1 * R2 * C1 * C2 )
f = R1 * ( C1 + C2 )
g = 0
% PID Compensation Model
numg = [ a b c ]
deng = [ d e f g ]
comp = tf( numg, deng )
z = ( 1 / ( 2 * pi ) ) * zero( comp )
p = ( 1 / ( 2 * pi ) ) * pole( comp )
% Open - Loop
sys1 = series( comp, sys )
% Closed - Loop
sys1cl = feedback( sys1, 1 )
% Bode plot
bode( sys, 'r', comp, 'g', sys1cl, 'b' )

```



```
figure(2)
margin(sys1)
figure(3)
step(sys1cl)
```

补偿网络、未补偿的开环系统以及补偿后闭环系统的频响特性如图 5.37 所示。值得注意的是，补偿后的开关变换器带宽特性好且无过冲。现在对闭环开关变换器施加一个阶跃响应，用 MATLAB 软件在验证其时域响应，结果如图 5.38 所示。必须指出，过冲达到 30%，根据相位裕量推断，仿真结果似乎不正确。然而，第 6 章将要讲到，此例中使用的小信号模型在大信号瞬态响应时并不十分准确。尽管如此，PID 控制器的积分部分还是保证了系统的稳态误差为零。图 5.39 所示为使用

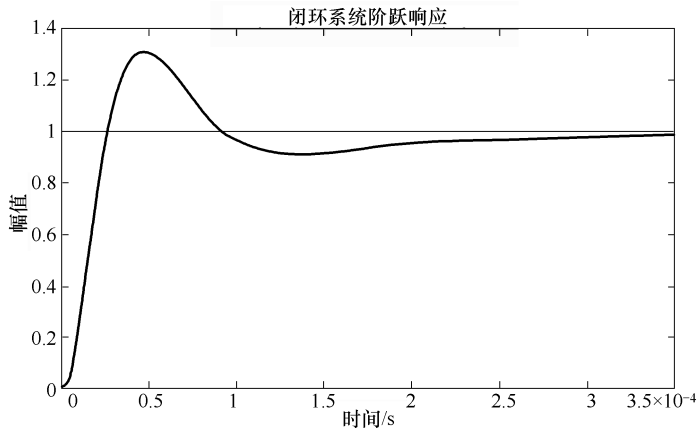


图 5.38 用 MATLAB 软件得到的闭环开关变换器的阶跃响应曲线

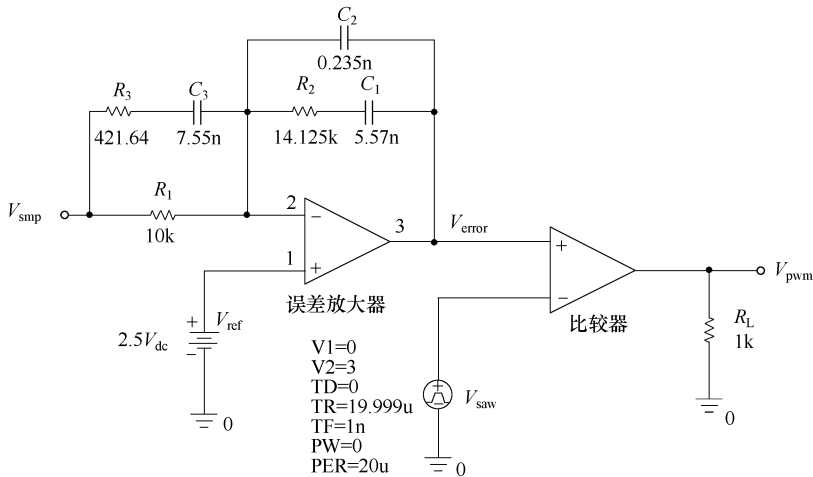


图 5.39 TL494 简化模型

TL494 控制芯片的 PID 控制器简化电路。将此电路连接到如图 5.33 所示的开关变换器中可得到闭环 Buck 变换器的非线性模型。使用 Spice 仿真以获得负载阶跃变化时闭环 Buck 变换器的瞬态响应。在达到稳态后, 负载电阻突然从 16.7Ω 变化到 6.25Ω 。瞬态响应波形如图 5.40 所示。在 80mV 过冲 (即在规定的 5% 范围内) 后, 输出电压返回到正常值。占空比没有超过 95% 证明控制环合适。

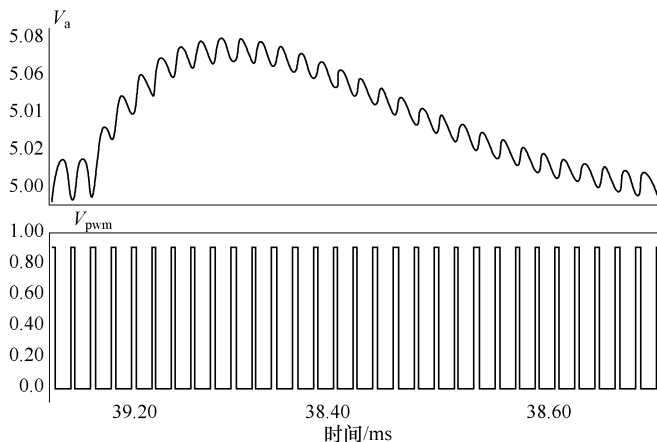


图 5.40 模拟负载瞬态变化时的响应

5.6 习题

1. 图 5.5a 所示的脉宽调制器。假设误差放大器和比较器的运算放大器是理想器件, 锯齿波信号最小值为 1V , 最大值为 3V , 频率为 1kHz 。如果反馈电压为 2V , 参考电压为 1.8V , 求误差放大器的误差电压 V_e , 并画出在与门输出端的 4 个开关周期的波形。
2. 为图 2.16 所示的 Boost 变换器设计一个基于 SG3524 的脉宽调制器。输入电压 V_s 为 9V , 平均输出电压 V_a 为 12V , 开关频率为 1kHz 。Boost 变换器电路元件参数为 $C = 100\mu\text{F}$, $L = 10\text{mH}$, $R_L = 10\Omega$ 。
3. 采用 UC3842 电流模式控制器设计一个 5W 的 CCM 反激变换器。在 60Hz 时线性输入电压为 110V 。负载要求输出电压为 $5\text{V} \pm 50\text{mV}$ 、电流为 1A 。

第 6 章 开关变换器的连续时域模型

6.1 简介

在前面的章节中，已经对开关变换器拓扑进行了稳态分析。由于开关变换器在动态过程中工作的复杂性，可以预见动态特性的分析并不那么容易。开关变换器的动态特性可以用来预测：①开关变换器的稳定裕度；②输入纹波抑制效果和对输入端扰动的瞬态响应；③输出阻抗和对负载扰动的瞬态响应；④输入 EMI 滤波器的电磁兼容性^[13]。因此开关变换器的动态和小信号分析使设计者能够预测开关变换器的动态性能，降低成本和缩短设计周期。通常，动态分析能够用数学或解析表示出来。数学方法能够用于计算机仿真，但是不能反映开关变换器不同电路元器件之间的相互关系。开关变换器是非线性的时变电路，然而，还是有可能推导出开关变换器的连续时不变线性模型。目前已经建立了许多不同的描述开关变换器小信号特性的线性模型^[57-63]。连续时域模型处理较简单，但不是非常精确。由于开关变换器是一个采样系统，用离散模型能够得到更高的精确度，而且它能够对某些连续模型所不能建模的方面进行建模（次谐波振荡）。当连续时域模型不能建模时，或者需要更多精确结果时，就需要采用离散时间模型技术，例如采样数据模型^[47,64,65]。

本章讨论开关变换器的连续时间模型。变换器输出的变化负载用小信号的电流源来建模。计算出输出阻抗，来分析变化的输出电流对变换器输出电压的影响。输出阻抗和负载变化与电路的稳定性和瞬态响应有关。同时介绍了音频衰减率的概念并计算了相关的传递函数。在简要介绍如何用状态空间方法分析线性系统之后，介绍了由 Middlebrook 和 Cuk^[66]提出的状态空间平均模型。最后，介绍了加入 EMI 滤波器的必要性，并且分析了加入滤波器后对变换器稳定性的影响。

6.2 经典控制技术分析开关变换器

在一些条件限制下，经典控制技术能够用于分析开关变换器。根据不同的模型可以得到不同的精度，首先介绍具有退耦模块的开关变换器的小信号线性模型。然后将对每一个模块及整个变换器进行建模与分析，并提供实例加以说明。

6.2.1 开关变换器的基本开环线性模型

这个模型认为构成开关变换器的所有部分是互相解耦的；因此，它不能应用于所有情况；然而，它最先提供了计算每个独立模块增益的方法。开关变换器的框图和小信号线性模型如图 6.1 所示。

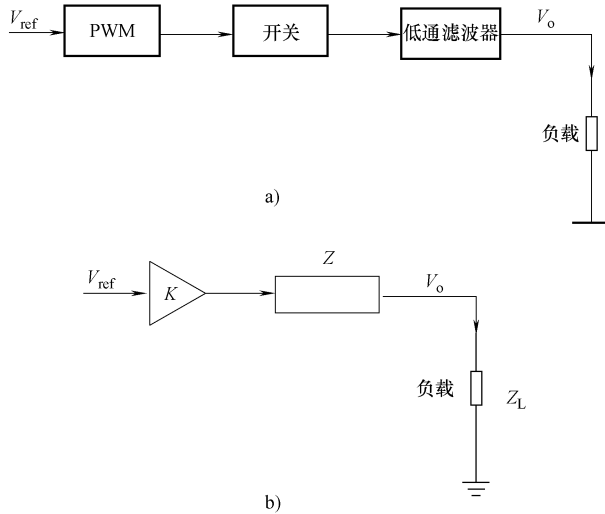


图 6.1 开关变换器线性模型

参考电压 V_{ref} 加到 PWM 模块输入端后就会产生标称的占空比 D ，占空比为 D 的脉冲驱动功率传输级的开关管。由于这是一个开关变换器的小信号线性近似，在功率传输级没有开关动作。相反，功率传输级的输出是一个调制过的直流值 V_{DC} ，它相当于占空比 D 乘以直流输入电压。这个调制过的波形经过低通滤波器后，只允许直流分量和低频分量通过滤波器到达负载端。开关变换器的线性近似电路如图 6.1b 所示，其中 Z_o 是开关变换器的输出阻抗， Z_L 是负载阻抗， k 是开环增益，直流输出电压值可表示为

$$V_o = \frac{Z_L}{Z_o + Z_L} k V_{ref} \quad (6.1)$$

式中， k 是 V_{DC} 的函数，是一个 PWM 调制比。为了得到一个低纹波的直流输出，理想条件是 $|Z_o(f=0)| = 0$ ， $Z_o(f \geq f_s) = \infty$ 。实际上， $|Z_o|/|Z_L|$ 的比值在直流时应该很小，而在大于一半开关频率时增大。同时必须指出，如果 Z_L 或 V_{DC} 变化，将会反映在输出电压上。如果输出电压 V_o 必须限制在某个范围内，那么需要加入一个闭环控制器。图 6.1a 所示的线性开关变换器框图中不同部分的模型将在下文讨论。

6.2.2 PWM 调制器模型

电压模式控制 PWM 调制器通过把一个锯齿波（或三角波）信号和参考电压

信号 V_{ref} 比较产生占空比 D 。对一个电压模式恒频 PWM 控制器，锯齿波信号加到误差放大器的反相端，而参考电压信号 V_{ref} 加到同相端。在开关周期之初比较器的输出为高电平，直到锯齿波电压的信号达到参考电压，此时输出变为低电平。输出脉冲的宽度为 DT ，用数学方法，可以方便地得到如图 6.2 所示的 PWM 控制器的直流增益。假设锯齿波信号的周期为 T ，幅度为 V_p ，对于标称参考电压 V_{ref} ，标称占空比 D 可以表示为

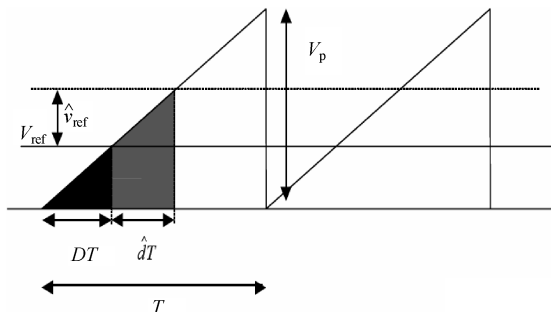


图 6.2 参考电压变化对占空比的影响

$$D = \frac{V_{\text{ref}}}{V_p} \quad (6.2)$$

当参考电压信号上加入一个扰动信号 $\hat{v}_{\text{ref}}$ ，会产生占空比扰动 $\hat{d}$ ，可以通过比较两部分变化的面积来计算得到

$$\hat{d} = \frac{D}{V_{\text{ref}}} \hat{v}_{\text{ref}} = \frac{1}{V_p} \hat{v}_{\text{ref}} \quad (6.3)$$

电流模式控制 在电流模式控制中，电感电流和参考电流 I_p 比较，来产生标称占空比 D 。在每个开关周期开始的时候，电感电流线性增加，直到达到设定幅值 I_p 。这个时候开关关断，电感电流线性下降直到下个开关周期开始。

电感电流的上升斜率可由下式表示，即

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{I_p - I_1}{DT} \quad (6.4)$$

式中， I_1 是开关周期开始时电感电流的幅值。

那么，标称工作占空比可以由下式表示，即

$$D = \frac{(I_p - I_1)L}{V_L T} \quad (6.5)$$

$\hat{d}$ 的线性表达式可由其泰勒展开的线性项来近似表示，那么

$$\hat{d} = \frac{\partial d}{\partial i_L} \hat{i}_L + \frac{\partial d}{\partial v_L} \hat{v}_L + \frac{\partial d}{\partial i_p} \hat{i}_p \quad (6.6)$$

式中， v_L 是电感两端电压， i_p 是决定电感峰值电流的控制变量。对每个开关变换器来说式 (6.6) 的灵敏度是不同的。它们通常可以由数学分析来估算，类似于图 6.2 所示。

例 6.1 计算工作于连续导电模式的电流模式 Buck 变换器的占空比扰动 $\hat{d}$ 的

近似线性表示式。

解：式 (6.6) 右边的第一项表示占空比变化是流过电感电流的函数。图 6.3 所示的是当 $t=0$ 时由于电感电流扰动 $\hat{i}_L > 0$ 引起占空比的变化。

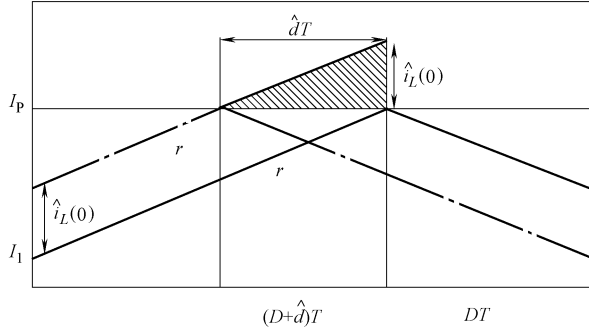


图 6.3 电感电流扰动对占空比变化的影响

如果假设在 t_{on} 期间输入电压和输出电压是恒定的，那么电感电流的斜率不会变化。只是在垂直方向上有个偏移 $\hat{i}_L$ 。这个阶段的斜率可以由下式表示：

$$r = \frac{V_s - V_{out}}{L} \quad (6.7)$$

其中 V_s 和 V_{out} 分别为平均输入电压和输出电压。分析图 6.3 可以得到如下结论：

$$\hat{i}_L = r(-\hat{d}T) \quad (6.8)$$

求解占空比的变化可得

$$\hat{d} = -\frac{L}{(V_s - V_{out})T} \hat{i}_L \quad (6.9)$$

因此

$$\frac{\partial \hat{d}}{\partial \hat{i}_L} = -\frac{L}{(V_s - V_{out})T} \quad (6.10)$$

从图 6.4 所示的变化中可以得出占空比的变化是电容电压的函数关系。输出电压上的扰动会改变在 t_{on} 期间电感电流的斜率。

为了得到占空比的变化 $\hat{d}$ 和电容电压波动 $\hat{v}_{out}$ 的函数关系，分析了在正常和受扰动情况下的电感电流的斜率 r_1 和 r' 。

$$r_1 = (V_s - V_{out})/L \quad (6.11)$$

$$r' = [V_s - (V_{out} + \hat{v}_{out})]/L \quad (6.12)$$

从图 6.4 中也可以得到

$$r_1 = \Delta I/DT \quad (6.13)$$

$$r' = \Delta I/(D + \hat{d})T \quad (6.14)$$

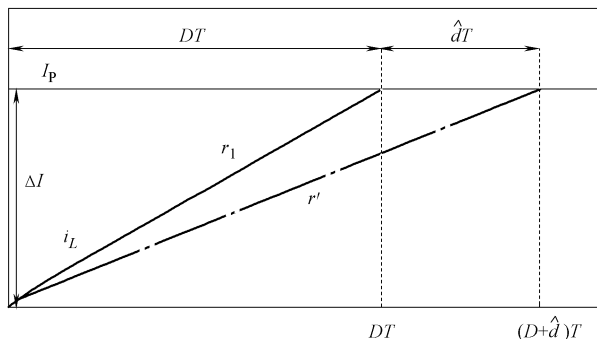


图 6.4 输出电压的扰动和占空比的变化

r_1 除以 r' 可得

$$\frac{r_1}{r'} = \frac{\Delta I / DT}{\Delta I / (D + \hat{d})T} = \frac{(V_s - V_{out})/L}{[V_s - (V_{out} + \hat{v}_{out})]/L} \quad (6.15)$$

可以解得占空比扰动 $\hat{d}$ 为

$$\hat{d} = D \left[\frac{\hat{v}_{out}}{V_s - V_{out} - \hat{v}_{out}} \right] \quad (6.16)$$

假设 $\hat{v}_c \ll (V_d - V_c)$, 可以得到下面的近似式子:

$$\hat{d} = \hat{v}_{out} \left[\frac{D}{V_s - V_{out}} \right] \quad (6.17)$$

因此

$$\frac{\partial \hat{d}}{\partial \hat{v}_L} = \frac{D}{V_s - V_{out}} \quad (6.18)$$

从图 6.5 所示的变化中可以得出占空比变化是控制变量 I_p 的函数, I_p 为流过电感的峰值电流, 它由控制策略确定。 I_p 的扰动对工作占空比的扰动影响如下:

$$\hat{d}T = \frac{\hat{i}_p}{r} \quad (6.19)$$

其中

$$r = \frac{V_s - V_{out}}{L} \quad (6.20)$$

那么

$$\hat{d} = \frac{\hat{i}_p}{T} \frac{L}{V_s - V_{out}} \quad (6.21)$$

因此

$$\frac{\partial \hat{d}}{\partial \hat{i}_p} = \frac{1}{T} \frac{L}{V_s - V_{out}} \quad (6.22)$$

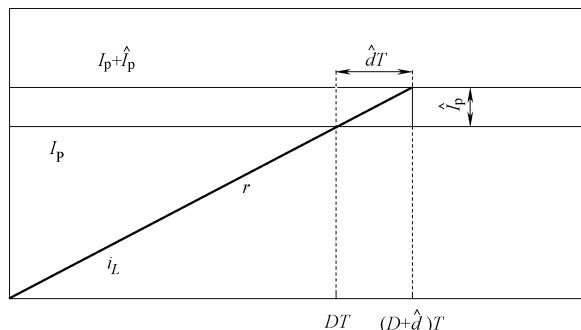


图 6.5 电感峰值电流的扰动与占空比变化关系

6.2.3 平均开关变换器模型

平均开关模型和平均电感模型用来模拟变换器的低频特性，其中高频成分（开关纹波）已被移除。在连续和断续导通模式，以及电流和电压模式控制中，平均开关模型和平均电感模型均已得出。

平均开关模型应用于电压模式控制 Vorpérian^[67,68] 发明了平均开关模型，它是用简单小信号等效电路来代替变换器中的非线性开关，这个模型能被用于工作在连续导通或者断续导通方式下的所有两开关 PWM 变换器。图 6.6 所示为连续导通模式下的三端口平均开关模型，两个独立电源的幅值由电路的直流工作点确定。

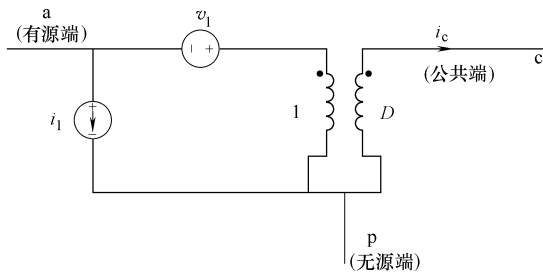


图 6.6 连续导通模式下的三端口平均开关模型

电压源 v_1 是由处于稳态时的有源和无源端上的直流电压和电路的占空比确定，表示为

$$v_1 = \frac{V_{ap}}{D} \hat{d} \quad (6.23)$$

式中， V_{ap} 是有源端和无源端之间的直流电压。电流源 i_1 由稳态时公共端的直流电流 I_c 确定为

$$i_1 = I_c \hat{d} \quad (6.24)$$

两个独立电源都受占空比 $\hat{d}$ 控制，在分析中保持极性和电流方向一致。图 6.7 所示为带平均开关的 Buck 和 Boost 变换器的小信号模型。注意这个平均开关代替

了开关管 and 二极管。二极管和开关管的一端连接到了公共端的节点上，开关管的另外一端连接到了有源端上，而二极管的另外一端连接到了无源端上。

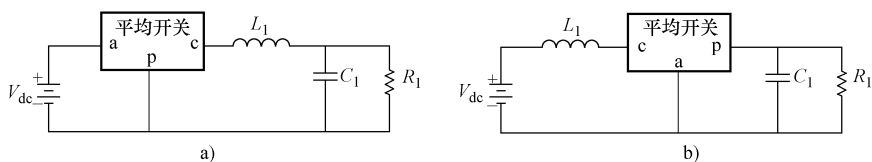


图 6.7 带平均开关的 Buck 和 Boost 变换器的小信号模型

a) 平均降压变换器 b) 平均升压变换器

这个模型的主要优点是如果用平均开关模型代替开关器件，那么线性电路的分析技术就可以用来分析这个电路；而且，能够用 PSpice 来仿真变换器的小信号 AC 分析和瞬态分析。在 PSpice 的库里面有一个 swit_rav.lib，里面包含了电压模式、电流模式、连续导通模式和断续导通模式的平均开关模型。

图 6.8 所示为断续导通模式的平均开关模型^[68]。图中的参数可由下式给出：

$$g_i = \frac{I_a}{V_{ac}} \quad I_1 = 2 \frac{I_a}{D} \hat{d} \quad I_2 = 2 \frac{I_p}{V_{ac}} \hat{v}_{ac} \quad I_3 = 2 \frac{I_p}{D} \hat{d} \quad g_o = \frac{I_p}{V_{cp}} \quad (6.25)$$

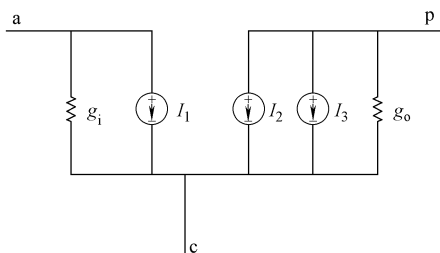


图 6.8 断续导通模式的平均开关模型

注意，不管是在连续导通模式还是在断续导通模式下，电流源都是受占空比调制的。因此，许多电路仿真程序的平均开关器件有一个复合了占空比调制功能的第 4 端口。PWM 调制在另外一块中建模，如前面章节所述。

平均开关模型应用于电流模式控制 Ridley^[69]把电压模式开关平均模型拓展到电流模式中，这种思路在一半的开关频率以下是正确的。这个模型可以预测所有电流控制模式的小信号特性，包括低频的影响和高频谐波的振荡。这个模型也可以用于所有工作于恒频、恒定导通时间或恒定关断时间的开关变换器^[70]。如图 6.9 所示，除了加入表示电流反馈的电流采样和增益环节外，主电路模型和图 6.7 所示的相同。 R_i 为电流采样网络的线性增益。 $H_e(S)$ 表示电流模式控制的采样函数。

没有电流反馈时, R_i 、增益 K_f 和 K_r 为零。这时, 模型里面只包含电压控制环。其他参数为

$$K_f = \frac{-DT_s R_i}{L} \left(1 - \frac{D}{2}\right) \quad (6.26)$$

$$K_r = \frac{(1-D)^2 T_s R_i}{2L} \quad (6.27)$$

$$F_m = \frac{1}{(S_n + S_c) T_s} \quad (6.28)$$

$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{\omega_n Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad (6.29)$$

$$Q_z = -\frac{2}{\pi} \quad (6.30)$$

以及

$$\omega_n = \frac{\pi}{T_s} \quad (6.31)$$

式中, T_s 是补偿斜坡的周期; F_m 为调制器的增益; S_n 和 S_c 分别为检测电流的斜率和补偿波形的斜率。和平均开关模型不同, 在这个模型里面含有 PWM 调制器。因此 Ridley 平均模型的控制输入是误差电压 $\hat{V}_c$ 。

还有许多其他的开关变换器平均模型也逐渐发展起来, 像 Yaakov^[71] 提出的平均电感模型。这个模型把电感和开关替换成一个模块来模拟它们的平均特性。和在 PSpice

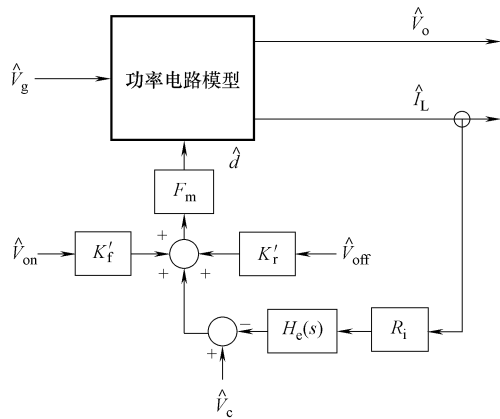


图 6.9 电流模式控制的小信号模型

元件库中的平均开关模型相比, 对每个平均电感开关变换器模型都需要在 PSpice 中建立一个不同的元件。第 12 章和第 14 章中包含了在 PSpice 仿真中应用平均开关模型的例子。

6.2.4 输出滤波器模型

例如在 Buck 变换器中, 由于开关变换器中的开关器件不能和输出滤波器合并, 因此输出滤波器需要单独建模。对所有其他拓扑来说, 滤波传递函数的阶数由输出滤波器给定; 但是其零极点位置受开关动作影响。因此开关变换器的传递函数由前面章节所讲的平均模型来进行推导。

以一个 Buck 变换器的输出滤波器为例来看下一个二阶系统的响应。输出滤

波器的频率响应表明,需要在 Buck 开关变换器中加入反馈补偿环节。输出滤波器 $L_o C_o$ 本质上是一个二阶低通滤波器。输出滤波器的传递函数可以通过把无源元件变换成 S 域参数而得到,如图 6.10 所示。输出电压 $V_o(s)$ 可以表示为

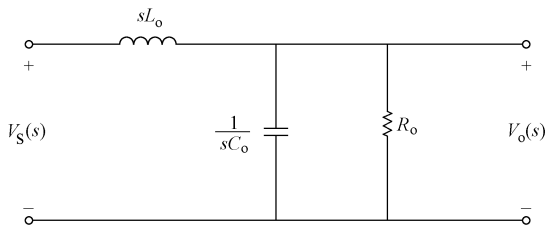


图 6.10 开关变换器的输出滤波器

$$V_o(s) = \frac{R_o // [1/(sC_o)]}{sL_o + R_o // [1/(sC_o)]} V_S(s) \quad (6.32)$$

输出滤波器的传递函数可以表示为

$$\frac{V_o(s)}{V_S(s)} = \frac{1/(C_o L_o)}{s^2 + s/(C_o R_o) + 1/(L_o C_o)} \quad (6.33)$$

根据反馈系统理论^[72], 一个二阶系统的传递函数可以表示为

$$H(s) = \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} \quad (6.34)$$

式 (6.34) 中 ζ 是阻尼系数, ω_o 是系统的自然振荡角频率。当 $\zeta = 1$ 时, 系统处于临界阻尼状态。当 $\zeta < 1$, 系统处于欠阻尼状态。当 ζ 趋向于零时, 系统的振荡会加大。当 $\zeta > 1$ 时, 系统处于过阻尼状态。比较式 (6.34) 和式 (6.33) 可知, 输出滤波器的阻尼系数和自然振荡频率可以表示为

$$\zeta = \frac{1}{2R_o \sqrt{C_o/L_o}} \quad (6.35)$$

和

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} \quad (6.36)$$

在任何角频率 ω 下的相位和幅值可以分别由下面的方程求得

$$20\log |H(\omega)| = -10\log \left(\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_o} \right)^2 \right)^2 + 4 \left(\zeta \frac{\omega}{\omega_o} \right)^2 \right) \quad (6.37)$$

$$\Phi(\omega) = -\arctan \left(\frac{2\zeta(\omega/\omega_o)}{1 - (\omega/\omega_o)^2} \right) \quad (6.38)$$

图 6.11 和图 6.12 所示的是在不同的输出电阻 R_o 下, 输出滤波器的相频特性和幅频特性曲线 (例 f/f_o)。在自然频率 f_o 之前时, 输出滤波器的幅值响应为一个常数。之后, 以 $-40\text{dB}/十倍频$ 线性衰减。从图中可以看出, 当输出电阻 R_o 等于输出滤波器的特征阻抗 $\frac{\sqrt{L_o/C_o}}{2}$ 时, 幅值响应处于临界阻尼状态。当 $R_o > \sqrt{L_o/C_o}$ 时处于欠

阻尼状态, 当 $R_o < \sqrt{L_o/C_o}$ 时处于过阻尼状态。当系统处于欠阻尼状态时, 相频曲线比较陡峭。在二阶系统中希望避免相位随频率变化很快, 否则会导致系统不稳定。

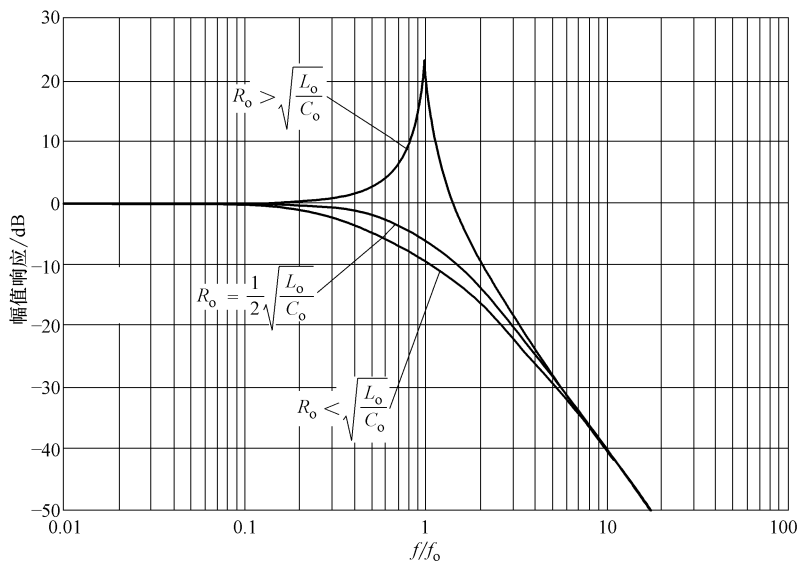


图 6.11 不同输出电阻 R_o 下输出滤波器的幅频特性

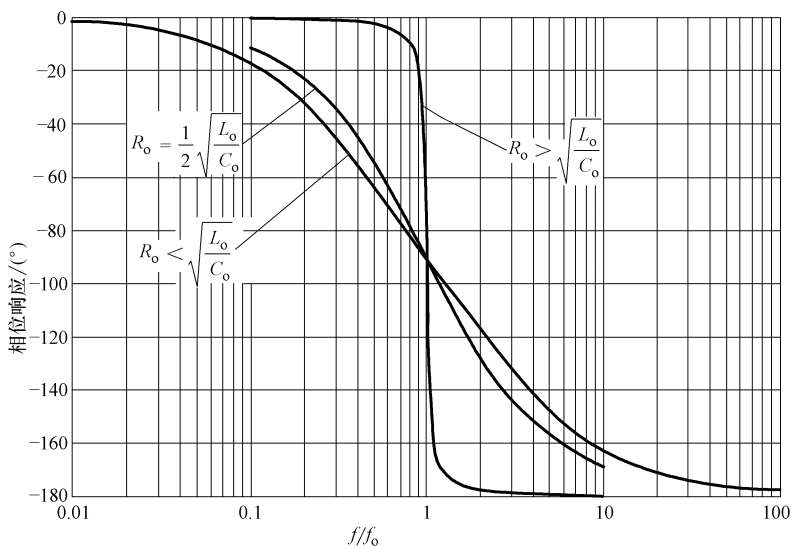


图 6.12 不同输出电阻 R_o 下输出滤波器的相频特性

在一个实际的开关变换器中, 输出电容上的等效串联电阻必须在反馈补偿里加以考虑。图 6.13 所示的是考虑电容 ESR 后的输出滤波器的等效电路, 相应的 Buck

变换器输出滤波器的传递函数为

$$H(s) = \frac{R_o R_{\text{esr}}}{L_o (R_o + R_{\text{esr}})} \cdot \frac{s + 1/(C_o R_{\text{esr}})}{s^2 + (L_o + C_o R_o R_{\text{esr}})/[L_o C_o (R_o + R_{\text{esr}})]s + R_o/[L_o C_o (R_o + R_{\text{esr}})]} \quad (6.39)$$

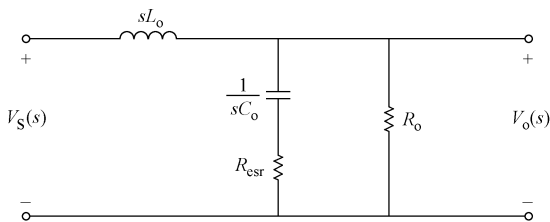


图 6.13 考虑电容 ESR 后的输出滤波器

因此，当电容阻抗等于 R_{esr} 时，电容的 ESR、 R_{esr} ，相当于引入一个零点频率 $f_{\text{esr}} = 1/(2\pi R_{\text{esr}} C_o)$ 。图 6.14 所示为考虑输出电容的 ESR 后的输出滤波器的幅频特性。图 6.15 所示为在不同电阻 R_o 情况下输出滤波器的相频特性。幅值响应在频率 f_{esr} 之前不受影响。在频率 f_{esr} 之后，幅值响应以 $-20\text{dB}/十倍频$ 的速度线性衰减。这是因为在频率 f_{esr} 之后，输出电容 C_o 的阻抗比 R_{esr} 越来越小。因此这时的输出滤波器变成了 RL 电路而不是 LC 电路。输出电容的 ESR 会产生一个相位角，等于 $\arctan(f/f_{\text{esr}})$ 。因此考虑电容 ESR 后的输出滤波器在任何给定频率 f 处的相位滞后为

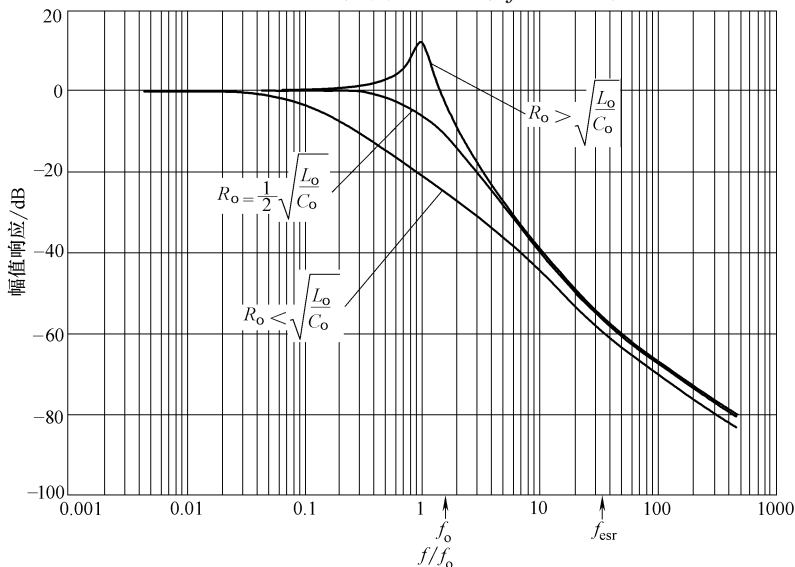
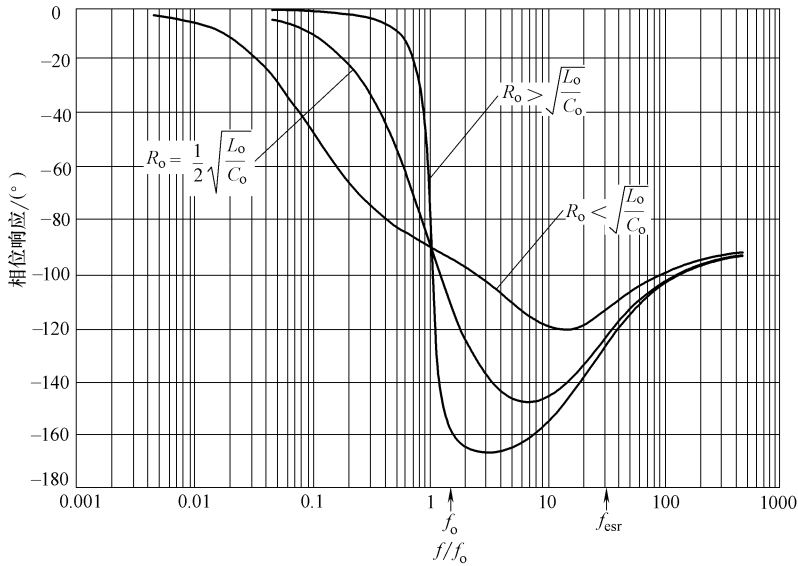


图 6.14 不同输出电阻 R_o 下考虑输出电容的 ESR 后输出滤波器的幅频特性

图 6.15 不同输出电阻 R_o 下考虑输出电容的 ESR 后输出滤波器的相频特性

$$\theta_{LC} = \arctan\left(\frac{2\zeta(f/f_o)}{1 - (f/f_o)^2}\right) - \arctan\left(\frac{f}{f_{\text{esr}}}\right) \quad (6.40)$$

而幅值响应为

$$20\log |H(\omega)| = 10\log(1 + \omega^2\tau^2) - 10\log\left\{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right]^2 + 4\left(\zeta\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right\} \quad (6.41)$$

其中

$$\omega_o = \sqrt{\frac{R_o}{L_o C_o (R_o + R_{\text{esr}})}} \quad (6.42)$$

$$\zeta = \left(\frac{L_o}{R_o} + C_o R_{\text{esr}}\right) \frac{\omega_o}{2} \quad (6.43)$$

$$\tau = C_o R_{\text{esr}} \quad (6.44)$$

例 6.2 Buck 变换器的输出滤波器如图 6.10 所示, 电感为 1mH, 电容为 100μF, 求: (a) 转折频率; (b) 输出响应为临界阻尼时的负载电阻。

解:

(a) 输出滤波器的转折频率为

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10^{-3}(100 \times 10^{-6})}} \text{Hz} = 503.3 \text{Hz}$$

(b) 输出响应为临界阻尼时的负载电阻为

$$R_o = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{10^{-3}}{100 \times 10^{-6}}} \Omega = 1.58 \Omega$$

例 6.3 Buck 变换器的输出滤波器如图 6.13 所示, 参数分别为电容 $200\mu\text{F}$, 等效串联电阻为 0.1Ω , 输出电感为 1mH , 负载电阻为 10Ω 。求: (a) 转折频率; (b) 由 R_{esr} 产生的零点。

解:

(a) 输出滤波器的转折频率为

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1\text{Hz}}{2\pi\sqrt{10^{-3}(200 \times 10^{-6})}} = 355.9\text{Hz}$$

(b) 由 R_{esr} 产生的零点为

$$f_{\text{esr}} = \frac{1}{2\pi C_o R_{\text{esr}}} = \frac{1\text{Hz}}{2\pi(200 \times 10^{-6})0.1} = 7.96\text{kHz}$$

例 6.4 图 2.10 所示的 Boost 变换器参数如下: $V_{\text{in}} = 10\text{V}$, $V_o = 20\text{V}$, $f_s = 1\text{kHz}$, $L = 10\text{mH}$, $C = 100\mu\text{F}$, $R_L = 20\Omega$ 。参考电压为 5V 。变换器工作于电压模式下的连续导电模式。(a) 用平均开关模型, 计算输出到控制端的传递函数; (b) 用 MATLAB 画出 (a) 中推出的传递函数的博德图。

解:

(a) 标称工作占空比可以由下式计算:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1-D} \Rightarrow 1-D = \frac{V_d}{V_o} \Rightarrow D = 1 - \frac{V_d}{V_o}$$

由给出的输入和输出电压, 可以算得 $D = 0.5$ 。

图 6.16 所示为 Boost 变换器的平均开关模型, 其中的开关器件由平均模型表示。平均模型的参数为

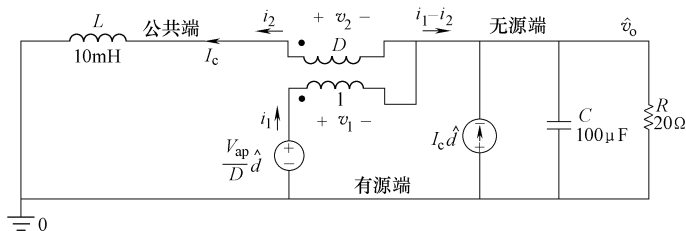


图 6.16 Boost 变换器的小信号模型

$$I_c = -(1-D)I_o = -(1-D)\frac{V_o}{R_o} \text{ 和 } V_{\text{ap}} = -V_o$$

小信号增益 ($\hat{v}_o/\hat{d}$) 能够用线性电路分析计算。包括变压器的两个回路方程如下:

$$\begin{cases} \hat{v}_o + v_2 - i_2 sL = 0 \\ \hat{v}_o + v_1 - \frac{V_{\text{ap}}}{D} \hat{d} = 0 \end{cases}$$

求解 v_1 可得

$$v_1 = \frac{V_{ap}\hat{d}}{D} - \hat{v}_o$$

那么

$$\hat{v}_o + D\left(\frac{V_{ap}\hat{d}}{D} - \hat{v}_o\right) - i_2 sL = 0$$

电流 i_2 可以由下式给出:

$$i_2 = (\hat{v}_o + V_{ap}\hat{d} - D\hat{v}_o)/(sL)$$

电流 i_1 , i_2 和变压器变比之间的关系为

$$i_1 = Di_2 \quad i_2 = \frac{i_1}{D}$$

那么

$$i_1 - i_2 = i_1 - \frac{i_1}{D} = i_1\left(1 - \frac{1}{D}\right) = i_1\left(\frac{D-1}{D}\right)$$

流过无源端的电流可以由下式给出:

$$i_p = i_1 - i_2 + I_c\hat{d} = i_1\left(\frac{D-1}{D}\right) + I_c\hat{d} = Di_2\left(\frac{D-1}{D}\right) + I_c\hat{d}$$

或

$$i_p = (D-1)\frac{\hat{v}_o + V_{ap}\hat{d} - D\hat{v}_o}{sL} + I_c\hat{d}$$

可以得到输出电压为

$$\hat{v}_o = i_p\left(\frac{R/(sC)}{R+1/(sC)}\right) = \left[(D-1)\frac{\hat{v}_o + V_{ap}\hat{d} - D\hat{v}_o}{sL} + I_c\hat{d}\right]\left(\frac{R/(sC)}{R+1/(sC)}\right)$$

把 i_p 代入上式, 输出电压为

$$\hat{v}_o = \left[\frac{(D-1)\hat{v}_o}{sL} + \frac{V_{ap}\hat{d}(D-1)}{sL} - \frac{(D-1)D\hat{v}_o}{sL} + I_c\hat{d}\right]\frac{R}{sCR+1}$$

对上式做变换后得

$$\hat{v}_o\left[\frac{sCR+1}{R} + \frac{(1-D)}{sL} - \frac{D(1-D)}{sL}\right] = \hat{d}\left[\frac{V_{ap}(D-1)}{sL} + I_c\right]$$

求解输出到控制的传递函数, 得

$$\begin{aligned}\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} &= \frac{[V_{ap}(D-1) + I_c sL]/(sL)}{(sCR+1)/R + (1-D)/(sL) - (D(1-D))/(sL)} \\ &= \frac{V_{ap}(D-1) + sLI_c}{s^2 LC + (sL/R) + (1-D) - D(1-D)} \\ &= \frac{V_{ap}(D-1) + sLI_c}{s^2 LC + s(L/R) + (1-D)^2}\end{aligned}$$

最后, 可得到

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{V_{ap}(D-1) + sLI_c}{(1-D)^2 \{s^2LC/(1-D)^2 + sL/[R(1-D)^2] + 1\}}$$

自然振荡角频率和阻尼系数为

$$\frac{1}{\omega_m^2} = \frac{LC}{(1-D)^2} \Rightarrow \omega_m = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC}}$$

$$\frac{2\xi}{\omega_m} = \frac{L}{R(1-D)^2} \Rightarrow \xi = \frac{\omega_m}{2} \frac{L}{R(1-D)^2} = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC}} \frac{L}{2R(1-D)^2} \Rightarrow \xi = \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{2R(1-D)}$$

PWM 调制器增益 ($\hat{d}/\hat{v}_{ref}$) 可以由式 (6.3) 计算, 得

$$\frac{\hat{d}}{\hat{v}_{ref}} = \frac{1}{V_p}$$

PWM 调制器锯齿波信号的幅值 V_p 为

$$\frac{V_p}{1} = \frac{V_{ref}^\ominus}{D} \Rightarrow V_p = \frac{V_{ref}}{D} = 10V$$

(b) 下面用 MATLAB 程序来评估模型参数和画博德图。

```
% Boost example
```

```
L = 10e-3;
```

```
C = 100e-6;
```

```
Vd = 10
```

```
Vo = 20
```

```
fs = 1000
```

```
Ro = 20
```

```
Vref = 5
```

```
D = 1 - (Vd/Vo)
```

```
Vp = Vref/D
```

```
Vap = -Vo
```

```
Ic = -(1-D) * Vo/Ro
```

```
num = [L * Ic Vap * (D-1)]
```

```
den = [L * C/power((1-D),2) L/(Ro * power((1-D),2)) 1]
```

```
k = 1/(Vp * power((1-D),2))
```

```
sys1 = k * tf(num,den)
```

```
bode(sys1)
```

如图 6.17 所示, Boost 变换器是一个二阶系统, 在频率 300Hz 附近有一个右半平面的零点。

⊖ 原书误为 V_c 。——译者注

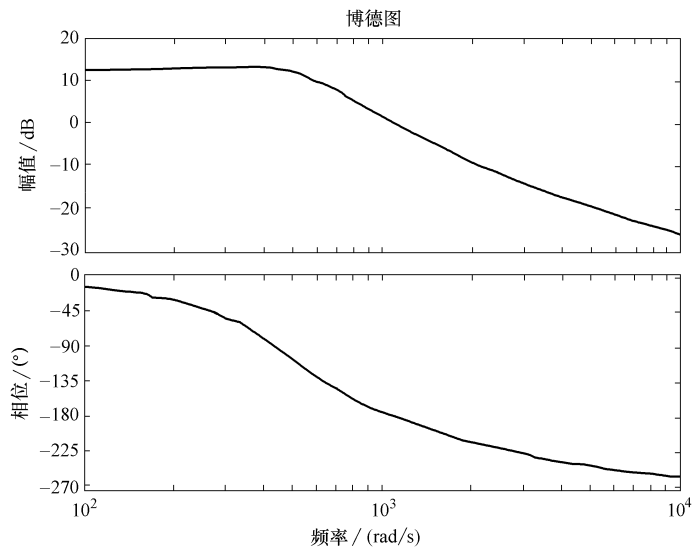


图 6.17 Boost 变换器小信号传递函数的博德图

6.3 开关变换器小信号模型概述

表 6.1 总结了前面章节中讨论过的用于开关变换器小信号模型的符号。表 6.2 ~ 表 6.5 列出了基本开关变换器拓扑的小信号模型，包括工作于电流模式、电压模式以及连续导通模式和断续导通模式。这些表来源于参考文献 [67, 68, 73 ~ 77]。模型是用前面章节描述的平均模型得到。从这些表中可以看出对不同的工作模式，线性变换器的输入输出比会变得非线性，反之亦然。当工作于电流模式或不连续导电模式时，开关变换器的传递函数阶数会降到一阶。除了由 R_{est} 产生的左半平面的零点外（比如升压变换器，反激变换器），一些拓扑在右半平面也有零点，会导致非最小相位响应，这在电压调整器里是不希望出现的现象，因为这会导致控制器对输出电压的调节失控。

表 6.1 模型中用的符号列表

符 号	定 义	符 号	定 义
f_s	开关频率	D	占空比
R	输出负载电阻	V_c	控制电压
R_{est}	输出电容 ESR	k	$I_{\text{peak,max}}/V_{c,\text{max}}$
C	输出电容	I_{peak}	kV_c
V_i	输入电压	M	V_{out}/V_i 转换率
V_o	输出电压	L_{sec}	二次电感 = $L_p N^2$
L	滤波电感	$1:N = N_p:N_s$	变压器电压比

表 6.2 降压变换器的小信号模型

	连续导通	断续导通
降压电压模式	—	$\frac{2-M}{2\pi(1-M)RC}$
一阶极点的频率	—	无(因为 DCM)
二阶极点的频率	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	—
左半平面零点的频率	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}}C}$	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}}C}$
右半平面零点的频率	—	—
输出输入直流增益	D	$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + (8(L/R)T/D^2)}}$
V_o/V_e 直流增益	V_i	$\frac{\sqrt{V_i(V_i - V_o)}}{\sqrt{2(L/R)T}}$
降压电流模式	—	—
一阶极点的频率	$\frac{1}{2\pi RC}$	$\frac{2-M}{2\pi(1-M)RC}$
二阶极点的频率	无(因为 CM)	无(因为 DCM)
左半平面零点的频率	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}}C}$	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}}C}$
右半平面零点的频率	—	—
输出输入直流增益	D	见参考文献[14]
V_o/V_e 直流增益	kR	见参考文献[14]

表 6.3 升压变换器的小信号模型

	连续导通	断续导通
升压电压模式	—	$\frac{2 + (1/\sqrt{1 + [4D^2/(2Lf_s/R)]})}{2\pi RC}$
一阶极点的频率	—	—
二阶极点的频率	$\frac{(1-D)}{2\pi\sqrt{LC}}$	高频
左半平面零点的频率	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}}C}$	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}}C}$
右半平面零点的频率	$\frac{(1-D)^2 R}{2\pi L}$	高频
输出输入直流增益	$\frac{1}{(1-D)}$	$\frac{1 + \sqrt{1 + 2D^2 R/(Lf_s)}}{2}$
V_o/V_e 直流增益	$\frac{V_o^2}{V_i}$	$\frac{V_i}{\sqrt{(2Lf_s/R)}} \frac{\sqrt{1 - (V_i/V_o)}}{1 - (V_i/2V_o)}$
升压电流模式	—	—

(续)

	连续导通	断续导通
一阶极点的频率	$\frac{1}{\pi RC}$	$\frac{2 + (1/\sqrt{1 + [4D^2/(2Lf_s/R)]})}{2\pi RC}$
二阶极点的频率	无	高频
左半平面零点的频率	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}} C}$	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}} C}$
右半平面零点的频率	$\frac{(1-D)^2 R}{2\pi L}$	高频
输出输入直流增益	$\frac{1}{(1-D)}$	$\frac{2 + (1/\sqrt{(1/4) + [kV_e/V_i]^2 (1/(2Lf_s/R))})}{RC}$
V_o/V_e 直流增益	$\frac{k}{2} \frac{RV_i}{V_o}$	$\frac{k}{\sqrt{(2Lf_s/R)}} \frac{\sqrt{1 - (V_i/V_o)}}{1 - V_i/(2V_o)}$

表 6.4 升降压变换器的小信号模型

	连续导通	断续导通
升降压电压模式		
一阶极点的频率	—	$\frac{1}{\pi RC}$
二阶极点的频率	$\frac{(1-D)}{2\pi \sqrt{LC}}$	高频
左半平面零点的频率	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}} C}$	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}} C}$
右半平面零点的频率	$\frac{R(1-D)^2}{2\pi LD}$	高频
输出输入直流增益	$\frac{D}{(1-D)}$	$D \sqrt{\frac{R}{2Lf_s}}$
V_o/V_e 直流增益	$\frac{V_i}{(1-D)^2}$	$V_i \sqrt{\frac{R}{2Lf_s}}$
升降压电流模式		
一阶极点的频率	—	$\frac{1}{\pi RC}$
二阶极点的频率	$\frac{(1+D)}{2\pi RC}$	高频
左半平面零点的频率	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}} C}$	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}} C}$
右半平面零点的频率	$\frac{R(1-D)^2}{2\pi LD}$	高频
输出输入直流增益	$\frac{D}{(1-D)}$	$kV_e \sqrt{\frac{RLf_s}{2}}$
V_o/V_e 直流增益	$kR \frac{V_i}{2V_o + V_i}$	$k \sqrt{\frac{RLf_s}{2}}$

表 6.5 反激变换器的小信号模型

	连续导通	断续导通
反激电压模式		
一阶极点的频率	—	$\frac{1}{\pi RC}$
二阶极点的频率	$\frac{(1-D)}{2\pi\sqrt{L_{\text{sec}}}C}$	高频
左半平面零点的频率	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}}C}$	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}}C}$
右半平面零点的频率	$\frac{R(1-D)^2}{2\pi L_{\text{sec}}D}$	高频
输出输入直流增益	$\frac{D}{(1-D)}N$	$ND\sqrt{\frac{R}{2L_{\text{sec}}f_s}}$
V_o/V_e 直流增益	$\frac{V_i}{(1-D)^2}N$	$V_iN\sqrt{\frac{R}{2L_{\text{sec}}f_s}}$
反激电流模式		
一阶极点的频率	—	$\frac{1}{\pi RC}$
二阶极点的频率	$\frac{(1-D)}{2\pi\sqrt{L_{\text{sec}}}C}$	高频
左半平面零点的频率	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}}C}$	$\frac{1}{2\pi R_{\text{esr}}C}$
右半平面零点的频率	$\frac{R(1-D)^2}{2\pi L_{\text{sec}}D}$	高频
输出输入直流增益	$\frac{D}{(1-D)}N$	$ND\sqrt{\frac{R}{2L_{\text{sec}}f_s}}$
V_o/V_e 直流增益	$\frac{kR}{N}\frac{V_i}{2V_o+V_i}$	$\frac{k}{N}\sqrt{\frac{RL_{\text{sec}}f_s}{2}}$

6.4 有外部扰动的电压调整器线性模型

在线性模型中，开关变换器输出的标准负载阻抗可以建模成一个恒流源。负载的变化表示成一个小信号的电流源 $\hat{i}_o$ ，如图 6.18 所示。

输出电压的扰动可以由泰勒展开的线性项表示为

$$\hat{v}_o = G_{V_{\text{ref}}}\hat{v}_{\text{ref}} + G_{V_{\text{DC}}}\hat{v}_{\text{DC}} + G_{i_o}\hat{i}_o \quad (6.45)$$

其中

$$G_{V_{\text{ref}}} = \left. \frac{\partial v_o}{\partial v_{\text{ref}}} \right|_{\substack{\hat{v}_{\text{DC}}=0 \\ \hat{i}_o=0}} = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{\text{ref}}} \right|_{\substack{\hat{v}_{\text{DC}}=0 \\ \hat{i}_o=0}} \quad (6.46)$$

其中 $G_{V_{\text{ref}}}$ 表示参考电压的变化引起的输出电压的变化。通常参考电压和输出电

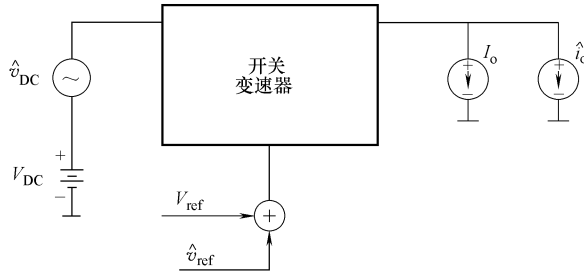


图 6.18 有外部扰动的电压调整器线性化模型

压之间有一个直接的关系，电压调整器输出电压不会比参考电压好。对输入的抗干扰性，定义为

$$G_{V_{DC}} = \left. \frac{\partial v_o}{\partial v_{DC}} \right|_{\substack{\hat{v}_{ref}=0 \\ \hat{i}_o=0}} = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{DC}} \right|_{\substack{\hat{v}_{ref}=0 \\ \hat{i}_o=0}} \quad (6.47)$$

$G_{V_{DC}}$ 是不控的直流输入电压的变化对被控输出电压的影响。 V_{DC} 上电压变化的影响主要是由于电网线电压的波动、整流后的纹波电压和降落在电网阻抗上的压降引起的。输入的抗干扰性反应输入电压变化对输出电压的变化的影响。通常， V_{DC} 是一个通过二极管桥加电容滤波得到的不控的电压，因此它上面的纹波电压频率为网侧电压频率的 2 倍（即 100Hz 或者 120Hz）。我们期望 $G_{V_{DC}}$ 小于 1。 $G_{V_{DC}}$ 相当于运算放大电路的 PSSR（电源抑制比）。

输出阻抗定义为

$$G_{i_o} = \left. \frac{\partial v_o}{\partial i_o} \right|_{\substack{\hat{v}_{ref}=0 \\ \hat{v}_{DC}=0}} = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} \right|_{\substack{\hat{v}_{ref}=0 \\ \hat{v}_{DC}=0}} = Z_o \quad (6.48)$$

通常期望电压调整器的输出阻抗要比负载阻抗小。除此之外，希望输出阻抗的带宽要比负载的带宽大，以确保能够快速对负载的瞬变做出响应。

6.4.1 输出阻抗和稳定性

图 6.18 所示的电流 I_o 表示额定负载的电流， $\hat{i}_o$ 表示电压调整器的扰动电流。如果 $\hat{i}_o$ 是一个阶跃函数，相应的 v_o 是系统的阶跃响应，它可由传递函数 Z_o 给出。电压调整器的输出电压必须限制在固定值（例如 $5V \pm 0.1V$ ），以避免损坏敏感性的负载。因此，阶跃响应必须被过阻尼，或者至少是临界阻尼。二阶系统临界阻尼阶跃响应的相位裕度为 45° ；因此，电压调整器的相位裕度必须大于 45° 。

通过反馈电路分析，图 6.18 所示电路的输出阻抗可由下式计算

$$Z_{of} = \frac{Z_{oo}}{1 + \beta A} \quad (6.49)$$

式 (6.49) 中 Z_{oo} 为包括负载的开环输出阻抗, 可根据图 6.19 所示的电路来计算。

Z_{of} 也可以表示为

$$\frac{1}{Z_{of}} = \frac{1}{Z_o} + \frac{1}{Z_L} \quad (6.50)$$

式中, Z_o 为从负载端看的闭环输出阻抗, 那么

$$Z_o = \left(\frac{1}{Z_{of}} - \frac{1}{Z_L} \right)^{-1} \quad (6.51)$$

如果 $|\beta A| \gg 1$, 那么 $Z_{of} \ll Z_{oo}$, 如果 $Z_{of} \ll Z_L$, 那么 $Z_{of} \approx Z_o$, Z_L 不会对 Z_{of} 和它的稳定性有很大的影响。这是期望达到的条件, 但是并不总是能够实现。

$Z_{of} = Z_{oo}/(1 + \beta A)$ 和传递函数 v_o/v_{ref} 有相同的极点, 其相位和增益裕度能够稳定增益、改善频率响应。

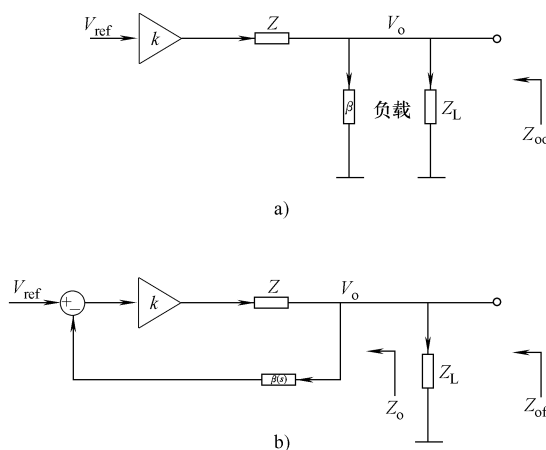


图 6.19 输出阻抗

6.5 开关变换器的状态空间表示

6.5.1 线性系统分析概述

考虑如图 6.20 所示的简单线性电路。电路有两个储能元件: 一个电容和一个电感, 因此该电路是一个二阶系统。由于电容的衰减作用能够滤除滤波器转折频率以外的高频信号, 因此它也是一个低通滤波器。二阶低通滤波器的状态变量选择为流过电感的电流 x_1 和电容两端的电压 x_2 。电源变量用符号 u_1 表示。应用基尔霍夫电压定律, 电压源 u_1 等于降落在电感上的压降和电容上的压降之和

$$u_1 = L \dot{x}_1 + x_2 \quad (6.52)$$

其中

$$\dot{x}_1 = \frac{dx_1}{dt} \quad (6.53)$$

是电感电流 x_1 的变化率。应用基尔霍夫电流定律, 电感电流 x_1 等于流过电容 C 的电流和流过电阻 R 的电流之和

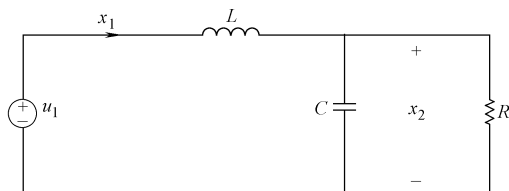


图 6.20 简单二阶低通滤波电路

$$x_1 = C\dot{x}_2 + \frac{x_2}{R} \quad (6.54)$$

式中

$$\dot{x}_2 = \frac{dx_2}{dt} \quad (6.55)$$

是电容电压 x_2 的变化率。式 (6.52) 重新整理后, 得到电感电流的变化率 $\dot{x}_1$ 为

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L} + \frac{u_1}{L} \quad (6.56)$$

而式 (6.54) 能够重新整理后得到电容电压的变化率 $\dot{x}_2$ 为

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} + \frac{-x_2}{RC} \quad (6.57)$$

从上面线性系统的分析, 这些方程可以用矩阵形式写成

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \quad (6.58)$$

式中, $\mathbf{x}$ 是状态矢量; $\mathbf{A}$ 是状态矩阵系数; u 是源矢量; $\mathbf{B}$ 是源矩阵系数。在我们的例子中, 这些矩阵为

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (6.59)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (6.60)$$

$$\mathbf{u} = [u_1] \quad (6.61)$$

和

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.62)$$

如果矩阵 $\mathbf{A}$ 或者 $\mathbf{B}$ 是 $\mathbf{x}$ 或者 u 的函数, 那么这是一个非线性系统。对线性系统来说, 通过使式 (6.58) 为零可得到直流解为

$$\mathbf{x} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}u \quad (6.63)$$

式中, $\mathbf{A}^{-1}$ 为状态系数矩阵的逆矩阵。逆矩阵可用伴随矩阵除以行列式得出。需要注意, 为了得到正确的直流解, 矩阵 $\mathbf{A}$ 的行列式必须不为零。对式 (6.58) 作拉普拉斯变换, 可得

$$s\mathbf{X}(s) = \mathbf{A}\mathbf{X}(s) + \mathbf{B}U(s) \quad (6.64)$$

或

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}U(s) \quad (6.65)$$

式中, $\mathbf{I}$ 是和矩阵 $\mathbf{A}$ 同维数的单位矩阵。以二阶系统为例, 得到

$$\begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U(s)}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (6.66)$$

式(6.66)得到两个传递函数。其中之一 $X_1(s)/U_1(s)$ 是输入电压 u_1 到电感电流 x_1 的传递函数

$$\frac{X_1(s)}{U_1(s)} = \frac{(1/L) [s + 1/(RC)]}{s^2 + s/(RC) + 1/(LC)} \quad (6.67)$$

而另外一个 $X_2(s)/U_1(s)$ 是输入电压 u_1 到电容电压 x_2 的传递函数

$$\frac{X_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1/(LC)}{s^2 + s/(RC) + 1/(LC)} \quad (6.68)$$

可以看出, 线性系统的分析便于进行计算机仿真。

6.5.2 状态空间平均

状态空间平均是把开关变换器近似成一个连续线性系统的近似技术^[66]。状态空间平均需要输出滤波器的有效转折频率 f_c 比开关频率 f_s 小得多, 或者写为 $f_c/f_s \rightarrow 0^\ominus$ 。这和实现低输出开关纹波的要求是一样的。状态空间平均的最后结果能够用数学模型或等效电路模型表示。数学模型能使设计者确定开关变换器的电压、电流和小信号传递函数; 然而, 这个模型不能使设计者看到开关变换器的物理电气过程。等效电路模型可以使设计者较好的了解开关变换器的物理工作过程。通常在设计实际开关变换器中, 数学模型和等效电路模型都是必要的。状态空间平均技术有两个缺点, 其中主要的缺点是不能得到开关变换器的线性化模型(模型不依赖于开关变换器结构、工作模式和控制变量); 另外一个缺点是如果控制变量不是占空比时, 它需要扩充修改控制变量^[45]。这种方法的主要优点是建立了包括稳态和动态特性的完整变换器模型, 并能用数学方法严格推出^[7]。

状态空间平均的过程如下:

第1步, 在一个开关周期中定义开关模型, 画出开关变换器的每一个状态的非线性开关电路模型(例如, 电感电流和电容电压);

第2步, 定义开关变换器的状态变量, 用基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律写出每个开关电路模型的状态方程;

第3步, 以占空比为权重因子建立状态平均方程, 并把方程组合成一个简单的状态平均方程。状态空间平均方程为

[⊖] 原书误为 $f_c/f_s \ll 1$ 。——译者注

$$\dot{x}_1 = [A_1 d + A_2 (1 - d)] x + [B_1 d + B_2 (1 - d)] u \quad (6.69)$$

由式 (6.69) 可以得到一系列的非线性连续方程, 由这个非线性方程可得到非线性连续等效电路;

第 4 步, 对状态平均方程进行扰动产生 DC 和 AC 项, 并消除任意 AC 乘积项的影响;

第 5 步, 画出线性等效电路模型;

第 6 步, 如果需要, 可用直流变压器构成混合模型。

用前面的步骤来得到状态平均模型: (a) 理想 Buck 变换器工作于连续模式; (b) 理想 Buck 变换器工作于断续模式。

连续导电模式 Buck 变换器的状态空间平均模型 现在说明工作于连续模式的理想 Buck 变换器的状态空间平均模型, 如图 6.21 所示。选择降压变换器的状态变量为电感电流 x_1 , 电容电压 x_2 。假定开关器件是理想的, 二个阶段的开关模型分别如图 6.22a、b 所示, 应用基尔霍夫电压定律到图 6.22a 所示开关模型, 可得对开关管导通期间, 也就是 dT 期间的状态方程为

$$u_1 = L \dot{x}_1 + x_2 \quad (6.70)$$

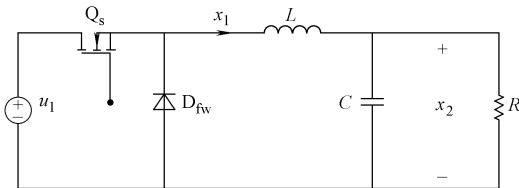


图 6.21 有状态变量和电压源变量的理想 Buck 变换器的电路图

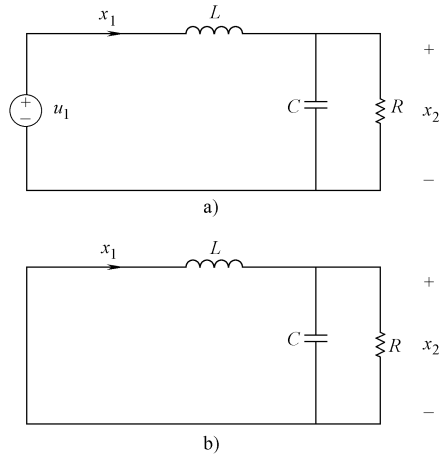


图 6.22 理想 Buck 变换器的开关模型
a) dT 期间 b) $(1 - d)T$ 期间

应用基尔霍夫电流定律, 可得状态方程为

$$x_1 = C \dot{x}_2 + \frac{x_2}{R} \quad (6.71)$$

同样, 应用基尔霍夫电压定律到图 6.22 (b) 所示开关模型, 可得当开关管关断期间, 也就是 $(1 - d)T$ 期间的状态方程为

$$0 = L \dot{x}_1 + x_2 \quad (6.72)$$

应用基尔霍夫电流定律, 可得状态方程为

$$x_1 = C\dot{x}_2 + \frac{x_2}{R} \quad (6.73)$$

式 (6.70) ~ 式 (6.73) 能够分别写成 dT 期间的矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1/L) \\ 1/C & -[1/(RC)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} [u_1] \quad (6.74)$$

和 $(1-d)T$ 期间为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1/L) \\ 1/C & -[1/(RC)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} [u_1] \quad (6.75)$$

状态空间平均系数矩阵为

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & -(1/L) \\ 1/C & -[1/(RC)] \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 & -(1/L) \\ 1/C & -[1/(RC)] \end{bmatrix} (1-d) \quad (6.76)$$

或

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & -(1/L) \\ 1/C & -[1/(RC)] \end{bmatrix} \quad (6.77)$$

状态空间平均源系数矩阵为

$$\bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} d/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.78)$$

矩阵形式的 Buck 变换器的状态空间平均方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1/L) \\ 1/C & -[1/(RC)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d/L \\ 0 \end{bmatrix} [u_1] \quad (6.79)$$

从式 (6.79) 可知, 可以用如下两个非线性方程来描述 Buck 变换器的状态空间平均模型为

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L} + \frac{d}{L}u_1 \quad (6.80)$$

和

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (6.81)$$

这些方程是非线性的, 因为占空比 d 是 u_1 的函数。式 (6.80) 和式 (6.81) 重新整理后得到

$$u_1 d = L\dot{x}_1 + x_2 \quad (6.82)$$

和

$$x_1 = C\dot{x}_2 + \frac{x_2}{R} \quad (6.83)$$

非线性连续等效电路可以由式 (6.82) 和式 (6.83) 画出, 如图 6.23 所示。图中, $u_1 d$ 表示一个脉冲电压源。下一步是对状态空间平均方程进行线性化。需要注意任何非线性连续系统都能够直流工作点附近近似成一个线性系统。每个状态变量和源变量假定由直流分量 (DC) 和交流分量 (AC) 组成。表示如下:

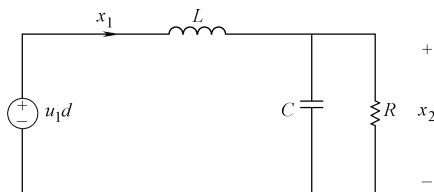


图 6.23 理想 Buck 变换器的非线性连续等效电路

$$x_1 = x_{10} + \hat{x}_1 \quad (6.84)$$

$$x_2 = x_{20} + \hat{x}_2 \quad (6.85)$$

$$u_1 = u_{10} + \hat{u}_1 \quad (6.86)$$

和

$$d = D + \hat{d} \quad (6.87)$$

在上面的方程中, 交流项定义成为有 “^” 符号。交流项的幅值假定比较小, 因此交流项之间的乘积是可以忽略的。代替这些变量到状态空间平均式 (6.80) 和式 (6.81), 则扰动项的状态平均方程为

$$\frac{d\hat{x}_1}{dt} = -\frac{1}{L}(x_{20} + \hat{x}_2) + \frac{1}{L}(D + \hat{d})(u_{10} + \hat{u}_1) \quad (6.88)$$

和

$$\frac{d\hat{x}_2}{dt} = \frac{1}{C}(x_{10} + \hat{x}_1) - \frac{1}{RC}(x_{20} + \hat{x}_2) \quad (6.89)$$

忽略交流乘积项 $d\hat{u}_1$, 式 (6.88) 和式 (6.89) 可以简化为

$$\frac{d\hat{x}_1}{dt} = \frac{1}{L}(-x_{20} + Du_{10}) + \frac{1}{L}(-\hat{x}_2 + D\hat{u}_1 + \hat{d}u_{10}) \quad (6.90)$$

和

$$\frac{d\hat{x}_2}{dt} = \frac{1}{C}\left(x_{10} - \frac{x_{20}}{R}\right) + \frac{1}{C}\left(\hat{x}_1 - \frac{\hat{x}_2}{R}\right) \quad (6.91)$$

从式 (6.90), 可知直流解为

$$0 = \frac{1}{L}(-x_{20} + Du_{10}) \quad (6.92)$$

或

$$\frac{x_{20}}{u_{10}} = D \quad (6.93)$$

这是工作于连续模式理想 Buck 变换器的稳态电压传输比。式 (6.90) 的交流项为

$$\frac{d\hat{x}_1}{dt} = \frac{1}{L}(-\hat{x}_2 + D\hat{u}_1 + u_{10}\hat{d}) \quad (6.94)$$

或

$$\hat{x}_2 = D\hat{u}_1 + u_{10}\hat{d} - L\frac{d\hat{x}_1}{dt} \quad (6.95)$$

从式 (6.95) 可以看出, 输出电压的调制主要是由于输入电压的变化 $\hat{u}_1$ 、占空比的调制 $\hat{d}$ 和电感电流的调制 $\hat{x}_1$ 引起, 从式 (6.91) 可以看出, 稳态 (或直流) 分量为

$$0 = \frac{1}{C}\left(x_{10} - \frac{x_{20}}{R}\right) \quad (6.96)$$

或

$$x_{10} = \frac{x_{20}}{R} \quad (6.97)$$

从式 (6.97) 可以看出, 稳态输入电流等于稳态输出电压 x_{20} 除以输出电阻 R 。式 (6.91) 的交流解为

$$\frac{d\hat{x}_2}{dt} = \frac{1}{C}\left(\hat{x}_1 - \frac{\hat{x}_2}{R}\right) \quad (6.98)$$

或

$$\hat{x}_1 = C\frac{d\hat{x}_2}{dt} + \frac{\hat{x}_2}{R} \quad (6.99)$$

从式 (6.99) 可以看出, 电感电流的调制是电容充、放电电流的调制和输出电压加到负载后导致的输出电流调制之和。式 (6.90) 重新整理后得到

$$x_{20} + \hat{x}_2 = -L\dot{x}_1 + D(u_{10} + \hat{u}_1) + \hat{d}u_{10} \quad (6.100)$$

或

$$x_2 = Du_1 + \hat{d}u_{10} - L\dot{x}_1 \quad (6.101)$$

上面的方程表示输出电压 x_2 等于稳态输入电压 Du_1 加上独立电压源的变化量 $\hat{d}u_{10}$ 减去在输出电感上的压降 $L\dot{x}_1$, 式 (6.91) 重新整理后得到

$$x_{10} + \hat{x}_1 = C\dot{x}_2 + \frac{x_{20} + \hat{x}_2}{R} \quad (6.102)$$

或

$$x_1 = C\dot{x}_2 + \frac{x_2}{R} \quad (6.103)$$

上述方程在输出节点上满足基尔霍夫电流定律。由式 (6.101) 和式 (6.103) 描述工作于连续模式的理想降压变换器的线性等效电路如图 6.24 所示。输入电压源 Du_1 是稳态时占空比 D 的函数。独立电压源 $\hat{d}u_{10}$ 是占空比调制的结果。

图 6.24 所示的线性等效电路并不能代表实际的 Buck 变换器, 因为这个电路里输入电压源是由调制的电压源 Du_1 表示的。前面提过, 图 6.24 所示的线性等效电路不是唯一的。可以处理为折算到源端或者负载端的等效电路^[7]。源电路是由输入电压源 u_1

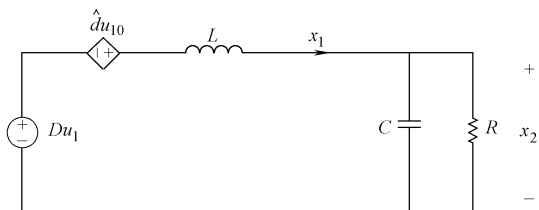


图 6.24 理想 Buck 变换器的线性等效电路

组成, 而负载电路是由输出电容 (C), 输出电感 (L) 和负载电阻 (R) 组成。为了画出折算到源端理想变换器的等效电路, 式 (6.101) 和式 (6.103) 能够变换为包含 u_1 的形式。从式 (6.101) 可得

$$u_1 + \frac{\hat{d}}{D} u_{10} = \frac{x_2}{D} + \frac{L}{D^2} \dot{x}_1 D \quad (6.104)$$

从式 (6.103) 得

$$Dx_1 = (D^2 C) \dot{\frac{x_2}{D}} + \frac{x_2}{D} \frac{D^2}{R} \quad (6.105)$$

因为输出电压状态变量是 x_2/D 。折算到源端理想变换器的等效电路如图 6.25 所示。图 6.24 已经是折算到负载端的等效电路形式, 因为等效电路里面包含了输出电容 (C), 输出电感 (L) 和负载电阻 (R)^[7]。由 Middlebrook 和 Cuk^[66] 提出的混合建模技术可以用于组合源端和负载端的等效电路, 运用一个称为直流变压器的 Pseudo 元件。这个元件仅仅作为一个方便的建模工具用于状态空间平均技术^[66], 在实际是不能实现的。运用直流变压器的理想降压变换器的线性等效电路如图 6.26 所示。直流变压器的匝数比为 D , 它和 Buck 变换器的占空比相关。需要注意的是, 在这个等效电路里面输入和输出变量都保留了原样, 因此在复杂的电力电子系统中用直流变压器的线性等效电路进行电路仿真非常方便。

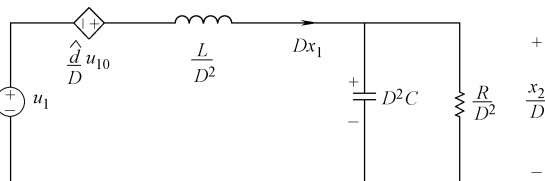


图 6.25 折算到源端理想变换器的等效电路

断续模式 Buck 变换器的状态空间平均模型 工作于断续模式的 Buck 变换器的 3 个开关模型如图 6.27 所示。由于在一个开关周期有 3 个工作阶段, 状态空间平均系数矩阵为

$$\bar{\mathbf{A}} = \mathbf{A}_1 d_1 + \mathbf{A}_2 d_2 + \mathbf{A}_3 (1 - d_1 - d_2) \quad (6.106)$$

和

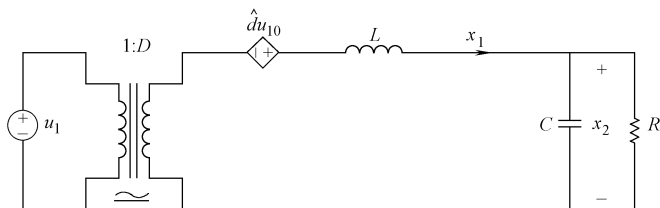


图 6.26 用直流变压器的理想 Buck 变换器的线性等效电路

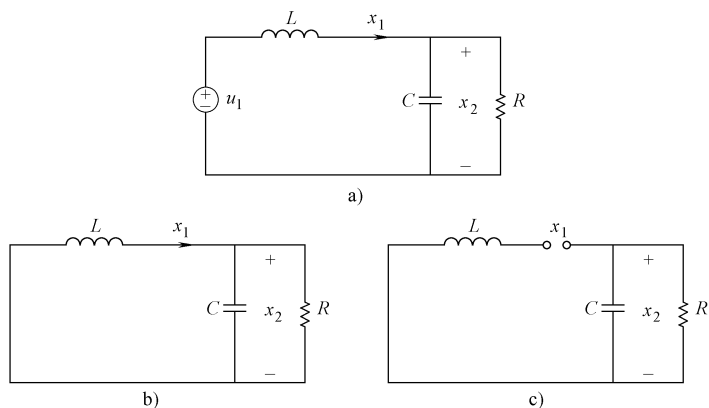


图 6.27 工作于断续模式的 Buck 变换器的 3 个开关模型

 a) $d_1 T$ 阶段 b) $d_2 T$ 阶段 c) $(1 - d_1 - d_2) T$ 阶段

$$\bar{\mathbf{B}} = \mathbf{B}_1 d_1 + \mathbf{B}_2 d_2 + \mathbf{B}_3 (1 - d_1 - d_2) \quad (6.107)$$

式 (6.70) ~ 式 (6.73) 应用于 $d_1 T$ 和 $d_2 T$ 阶段。在 $(1 - d_1 - d_2) T$ 阶段，应用基尔霍夫电压定律得

$$\dot{x}_1 = 0 \quad (6.108)$$

应用基尔霍夫电流定律得

$$C \dot{x}_2 + \frac{x_2}{R} = 0 \quad (6.109)$$

在这个阶段的状态和源系数矩阵为

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (6.110)$$

和

$$\mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.111)$$

状态空间平均用式 (6.106) 和式 (6.107) 得到

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(d_1 + d_2)}{L} \\ \frac{d_1 + d_2}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (6.112)$$

和

$$\bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{d_1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.113)$$

断续模式理想 Buck 变换器的状态空间平均方程的矩阵形式如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(d_1 + d_2)}{L} \\ \frac{d_1 + d_2}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (6.114)$$

给出

$$\dot{x}_1 = -\frac{(d_1 + d_2)}{L}x_2 + \frac{d_1}{L}u_1 \quad (6.115)$$

或

$$u_1 d_1 = (d_1 + d_2)x_2 \quad (6.116)$$

由于从式 (6.108) 得 $\dot{x}_1 = 0$, 和

$$\dot{x}_2 = \frac{d_1 + d_2}{C}x_1 - \frac{x_2}{RC} \quad (6.117)$$

图 6.28 所示为从式 (6.116) 和式 (6.117) 中推出的非线性连续等效电路。从图中可以看出状态空间平均断续模式 Buck 变换器是一个一阶的系统, 没有了输出电感是因为 $\dot{x}_1 = 0$, 在断续模式中

$$x_1(0) = x_1(T) = 0 \quad (6.118)$$

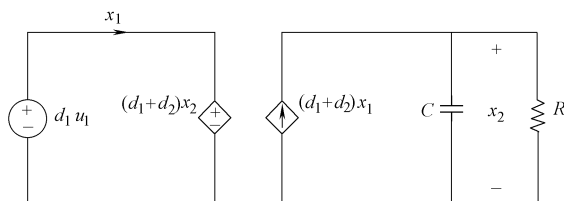


图 6.28 断续模式 Buck 变换器的非线性连续等效电路

式 (6.118) 表示电感电流在一个开关周期内初值为零, 终值也为零, 没有净

增加。因此, 由于 x_1 失去了它的动态特性而不再适合作为断续模式时的状态变量。然而, 一个输入电压扰动还是会使电感电流的稳态值产生一个瞬时的扰动, 并导致相关的稳态输出电压的扰动。平均电感电流是一个反映扰动大小的量^[66], 因此, 平均电感电流可用于替代“失去”的状态变量。

瞬态的电感电流 x_1 可以由 u_1 和 x_2 表示, 瞬态电感电流 x_1 在稳态时为

$$x_1 = \frac{I_{Lp}}{2} \quad (6.119)$$

式中, I_{Lp} 为电感电流峰值。在阶段 $d_1 T$ 期间电感两端的电压为

$$u_1 - x_2 = L \frac{I_{Lp} f_s}{d_1} \quad (6.120)$$

组合式 (6.119) 和式 (6.120), 瞬态电感电流 x_1 能够写成

$$x_1 = (u_1 - x_2) \frac{d_1}{2Lf_s} \quad (6.121)$$

式 (6.116)、式 (6.117) 和式 (6.121) 扰动后为

$$(u_{10} + \hat{u}_1)(D_1 + \hat{d}_1) = (D_1 + \hat{d}_1 + D_2 + \hat{d}_2)(x_{20} + \hat{x}_2) \quad (6.122)$$

$$\frac{d\hat{x}_2}{dt} = \frac{(D_1 + \hat{d}_1 + D_2 + \hat{d}_2)}{C}(x_{10} + \hat{x}_1) - \frac{(x_{20} + \hat{x}_2)}{RC} \quad (6.123)$$

和

$$x_{10} + \hat{x}_1 = (u_{10} + \hat{u}_1 - x_{20} - \hat{x}_2) \frac{(D_1 + \hat{d}_1)}{2Lf_s} \quad (6.124)$$

稳态或直流分量为

$$0 = -(D_1 + D_2)x_{20} + D_1 u_{10} \quad (6.125)$$

$$0 = (D_1 + D_2)x_{10} - \frac{x_{20}}{R} \quad (6.126)$$

和

$$x_{10} = (u_{10} - x_{20}) \frac{D_1}{2Lf_s} \quad (6.127)$$

动态或交流分量为

$$0 = -(D_1 + D_2)\hat{x}_2 + (u_{10} - x_{20})\hat{d}_1 - x_{20}\hat{d}_2 + D_1\hat{u}_1 \quad (6.128)$$

$$C \frac{d\hat{x}_2}{dt} = (D_1 + D_2)\hat{x}_1 - \frac{\hat{x}_2}{R} + x_{10}(\hat{d}_1 + \hat{d}_2) \quad (6.129)$$

和

$$\hat{x}_1 = \frac{1}{2Lf_s} [D_1(\hat{u}_1 - \hat{x}_2) + (u_{10} - x_{20})\hat{d}_1] \quad (6.130)$$

式 (6.125), 式 (6.126) 和式 (6.127) 联立得到断续模式 Buck 变换器的直

流电压传输比。式 (6.126) 和式 (6.127) 消去 x_{10} 后得到

$$\frac{x_{20}}{R(D_1 + D_2)} = \frac{(u_{10} - x_{20})D_1}{2Lf_s} \quad (6.131)$$

由式 (6.125) 得 $(D_1 + D_2) = (D_1 u_{10} / x_{20})$, 代入式 (6.131) 得到一个二次方程:

$$\frac{2Lf_s}{RD_1^2} x_{20}^2 + x_{20} u_{10} - u_{10}^2 = 0 \quad (6.132)$$

直流电压传输比 M 为

$$M = \frac{x_{20}}{u_{10}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + (8Lf_s / RD_1^2)}} \quad (6.133)$$

上式和将 R 代入式 (2.31) 后, 和式 (2.39) 相似。从式 (6.133) 可得

$$M + M \sqrt{\frac{8Lf_s}{RD_1^2} + 1} = 2 \quad (6.134)$$

求解 D_1 可得

$$D_1 = M \sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} \quad (6.135)$$

那么, 从式 (6.125) 得

$$D_1 + D_2 = \frac{u_{10}}{x_{20}} D_1 = \frac{1}{M} M \sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} = \sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} \quad (6.136)$$

通过代入电压传输比 M 和 D_1 , 可得电感电流直流分量 x_{10} 为

$$x_{10} = x_{20} \left(\frac{u_{10}}{x_{20}} - 1 \right) \frac{M \sqrt{2Lf_s / R(1-M)}}{2Lf_s} = x_{20} \left(\frac{1}{M} - 1 \right) \frac{M}{\sqrt{2Lf_s R(1-M)}} \quad (6.137)$$

或

$$x_{10} = x_{20} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} \quad (6.138)$$

将式 (6.128) 中的 D_1 和 $(D_1 + D_2)$ 用直流电压传输比 M 表示, 得到

$$0 = -\sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} \hat{x}_2 + x_{20} \left(\frac{u_{10}}{x_{20}} - 1 \right) \hat{d}_1 - x_{20} \hat{d}_2 + M \sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} \hat{u}_1 \quad (6.139)$$

或

$$0 = -\sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} \hat{x}_2 + x_{20} \frac{1-M}{M} \hat{d}_1 - x_{20} \hat{d}_2 + M \sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} \hat{u}_1 \quad (6.140)$$

求解 $\hat{d}_2$ 为

$$\hat{d}_2 = \left(-\frac{1}{x_{20}} \right) \sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} \hat{x}_2 + \frac{1-M}{M} \hat{d}_1 + \frac{M}{x_{20}} \sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} \hat{u}_1 \quad (6.141)$$

将式 (6.130) 中的 D_1 用 M 表示, 得到

$$\hat{x}_1 = \frac{1}{2Lf_s} \left[M \sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} (\hat{u}_1 - \hat{x}_2) + x_{20} \left(\frac{u_{10}}{x_{20}} - 1 \right) \hat{d}_1 \right] \quad (6.142)$$

或

$$\hat{x}_1 = \frac{M}{\sqrt{2Lf_s R(1-M)}} (\hat{u}_1 - \hat{x}_2) + \frac{x_{20}}{2Lf_s} \left(\frac{1}{M} - 1 \right) \hat{d}_1 \quad (6.143)$$

或

$$\hat{x}_1 = -\frac{M}{\sqrt{2Lf_s R(1-M)}} \hat{x}_2 + \frac{x_{20}}{2Lf_s} \frac{(1-M)}{M} \hat{d}_1 + \frac{M}{\sqrt{2Lf_s R(1-M)}} \hat{u}_1 \quad (6.144)$$

将式 (6.129) 中的 $(D_1 + D_2)$ 和 x_1 用 M 表示, 得到

$$C \frac{d\hat{x}_2}{dt} = \sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} \left[\frac{M}{\sqrt{2Lf_s R(1-M)}} (\hat{u}_1 - \hat{x}_2) + \frac{x_{20}}{2Lf_s} \left(\frac{1}{M} - 1 \right) \hat{d}_1 \right] - \frac{1}{R} \hat{x}_2 + x_{20} (\hat{d}_1 + \hat{d}_2) \quad (6.145)$$

或

$$C \frac{d\hat{x}_2}{dt} = \frac{M}{R(1-M)} (\hat{u}_1 - \hat{x}_2) + \frac{x_{20}}{M} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} \hat{d}_1 - \frac{1}{R} \hat{x}_2 + x_{20} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} (\hat{d}_1 + \hat{d}_2) \quad (6.146)$$

或

$$C \frac{d\hat{x}_2}{dt} = \frac{1}{R(M-1)} \hat{x}_2 + \frac{x_{20}}{M} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} (1+M) \hat{d}_1 + \frac{M}{R(1-M)} \hat{u}_1 + x_{20} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} \hat{d}_2 \quad (6.147)$$

因为

$$x_{20} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} \hat{d}_2 = x_{20} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} \left[-\frac{1}{x_{20}} \sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} \hat{x}_2 + \frac{1-M}{M} \hat{d}_1 + \frac{M}{x_{20}} \sqrt{\frac{2Lf_s}{R(1-M)}} \hat{u}_1 \right] \quad (6.148)$$

或

$$x_{20} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} \hat{d}_2 = -\left(\frac{1}{R} \right) \hat{x}_2 + \frac{x_{20}}{M} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} (1-M) \hat{d}_1 + \frac{M}{R} \hat{u}_1 \quad (6.149)$$

那么

$$C \frac{d\hat{x}_2}{dt} = \left[\frac{1}{R(1-M)} - \frac{1}{R} \right] \hat{x}_2 + \frac{x_{20}}{M} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} [(1+M) + (1-M)] \hat{d}_1 + \left[\frac{M}{R(1-M)} + \frac{M}{R} \right] \hat{u}_1 \quad (6.150)$$

或

$$C \frac{d\hat{x}_2}{dt} = \frac{1}{R} \frac{2-M}{M-1} \hat{x}_2 + \frac{2x_{20}}{M} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} \hat{d}_1 + \frac{M}{R} \frac{2-M}{1-M} \hat{u}_1 \quad (6.151)$$

消去式 (6.129) 中的 x_{10} 和 $\hat{x}_1$ ，并作拉普拉斯变换得到

$$\hat{u}_1(s) = \left[\frac{sRC(1-M)}{M(2-M)} + \frac{1}{M} \right] \hat{x}_2(s) - \left[\frac{2x_{20}}{M^2(2-M)} \sqrt{\frac{R(1-M)^3}{2Lf_s}} \right] \hat{d}_1(s) \quad (6.152)$$

通过式 (6.152) 可以画出一个断续模式 Buck 变换器的线性等效电路^[76]。

$$j_1 = 2x_{20} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} \quad (6.153)$$

$$j_2 = \frac{2x_{20}}{M} \sqrt{\frac{1-M}{2Lf_s R}} \quad (6.154)$$

$$r_1 = R \frac{(1-M)}{M^2} \quad (6.155)$$

$$r_2 = R(1-M) \quad (6.156)$$

$$g_1 = \frac{1}{R} \frac{M^2}{(1-M)} \quad (6.157)$$

和

$$g_2 = \frac{M}{R} \frac{(2-M)}{(1-M)} \quad (6.158)$$

用上面的参数可以得到一个断续模式 Buck 变换器的线性化等效电路，如图 6.29 所示。

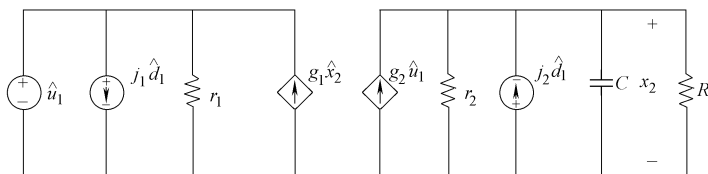


图 6.29 断续模式 Buck 变换器的线性化等效电路

6.6 开关变换器传递函数

通过对状态空间平均方程作拉普拉斯变换，可以很容易得到开关变换器的传递函数。建立了传递函数，对开关变换器的动态特性分析非常有用。开关变换器输入电压的扰动瞬态响应可以通过输入电压的传递函数来分析，另一方面，对应于输出负载扰动的动态响应可以通过开关变换器的输出阻抗进行分析。

6.6.1 源至状态变量的传递函数

对状态空间平均方程作小信号扰动, 可得

$$\dot{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{A}}_0 \mathbf{x} + \bar{\mathbf{B}}_0 u + \mathbf{E} \hat{d} \quad (6.159)$$

其中

$$\bar{\mathbf{A}}_0 = \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1 - D) \quad (6.160)$$

$$\bar{\mathbf{B}}_0 = \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 (1 - D) \quad (6.161)$$

和

$$\mathbf{E} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{x}_0 + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) u_0 \quad (6.162)$$

对式 (6.159) 的小信号状态空间平均方程两边作拉普拉斯变换, 可得

$$s\mathbf{X}(s) = \bar{\mathbf{A}}_0 \mathbf{X}(s) + \bar{\mathbf{B}}_0 \mathbf{U}(s) + \mathbf{E} \hat{d}(s) \quad (6.163)$$

或

$$(s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}_0) \mathbf{X}(s) = \bar{\mathbf{B}}_0 \mathbf{U}(s) + \mathbf{E} \hat{d}(s) \quad (6.164)$$

式中, $\mathbf{I}$ 是与 $\mathbf{A}_0$ 相同维数的单位矩阵。

整理式 (6.164) 可得

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}_0)^{-1} \bar{\mathbf{B}}_0 \mathbf{U}(s) + (s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}_0)^{-1} \mathbf{E} \hat{d}(s) \quad (6.165)$$

在式 (6.164) 中, $\hat{d}$ 通常是状态量 x 和输入量 u 的函数。 $\hat{d}$ 依赖于 $\mathbf{X}(s)$ 和 $\mathbf{U}(s)$, 称之为控制规律。由于 $\hat{d}$ 是状态量 x 和输入量 u 的函数, 因此控制规律通常是非线性的, 线性控制规律可以表示为^[7]

$$\hat{d}(s) = \mathbf{F}^T(s) \mathbf{X}(s) + \bar{\mathbf{Q}}^T(s) \mathbf{U}(s) \quad (6.166)$$

其中 $\mathbf{F}^T(s)$ 和 $\bar{\mathbf{Q}}^T(s)$ 为系数矩阵, 将式 (6.166) 代入式 (6.165) 可得

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}_0)^{-1} (\bar{\mathbf{B}}_0 \mathbf{U}(s) + \mathbf{E} [\mathbf{F}^T(s) \mathbf{X}(s) + \bar{\mathbf{Q}}^T(s) \mathbf{U}(s)]) \quad (6.167)$$

或

$$\mathbf{X}(s) = [s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}_0 - \mathbf{E} \mathbf{F}^T(s)]^{-1} [\bar{\mathbf{B}}_0 + \mathbf{E} \bar{\mathbf{Q}}^T(s)] \mathbf{U}(s) \quad (6.168)$$

这样就有

$$\frac{\mathbf{X}(s)}{\mathbf{U}(s)} = [s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}_0 - \mathbf{E} \mathbf{F}^T(s)]^{-1} [\bar{\mathbf{B}}_0 + \mathbf{E} \bar{\mathbf{Q}}^T(s)] \quad (6.169)$$

式 (6.169) 即为闭环开关变换器源变量到状态变量的传递函数矩阵^[7]。Buck 和 Boost 变换器从源到状态的传递函数, 见下文中的推导。

Buck 变换器根据式 (6.159), 状态空间平均方程式 (6.90) 和式 (6.91) 加入扰动后可写成如下形式:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1/L) \\ 1/C & -[1/(RC)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D/L \\ 0 \end{bmatrix} [u_1] + \begin{bmatrix} u_{10}/L \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d} \quad (6.170)$$

其中, 系数矩阵为

$$\bar{\mathbf{A}}_0 = \begin{bmatrix} 0 & -(1/L) \\ 1/C & -[1/(RC)] \end{bmatrix} \quad (6.171)$$

$$\bar{\mathbf{B}}_0 = \begin{bmatrix} D/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.172)$$

和

$$\bar{\mathbf{E}}_0 = \begin{bmatrix} u_{10}/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.173)$$

在闭环控制的变换器中, 描述图 5.3a 所示的电压模式 PWM 控制器的控制规律如下所示^[7]:

$$d(s) = \frac{V_e(s)}{V_p} = \frac{[1 + H(s)]V_R(s) - H(s)X_2(s)}{V_p} \quad (6.174)$$

式中, $H(s)$ 为误差放大器和补偿网络的传递函数; $V_R(s)$ 为参考电压的传递函数; V_p 为锯齿波的峰值。因为参考电压通常是一个直流量, 占空比调制可以表示为

$$\hat{d}(s) = -\frac{H(s)\hat{X}_2(s)}{V_p} \quad (6.175)$$

控制规律的系数矩阵为

$$\mathbf{F}^T(s) = \begin{bmatrix} 0 - \frac{H(s)}{V_p} \end{bmatrix} \quad (6.176)$$

和

$$\mathbf{Q}^T(s) = [0 \quad 0] \quad (6.177)$$

在式 (6.169) 中, 状态变量矩阵为

$$\begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{1}{L} + \frac{u_{10}H(s)}{LV_p} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} D/L \\ 0 \end{bmatrix} [U_1(s)] \quad (6.178)$$

或

$$\begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} s + (1/RC) - ((u_{10}H(s)/LV_p) + (1/L)) \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D/L \\ 0 \end{bmatrix} [U_1(s)]}{s^2 + (s/RC) + (1/LC) + (u_{10}H(s)/LCV_p)} \quad (6.179)$$

Buck 变换器中, 输入源到状态变量的传递函数为

$$\frac{X_1(s)}{U_1(s)} = \frac{(D/L)[s + (1/RC)]}{s^2 + (s/RC) + (1/LC) + (u_{10}H(s)/LCV_p)} \quad (6.180)$$

和

$$\frac{X_2(s)}{U_1(s)} = \frac{(D/LC)}{s^2 + (s/RC) + (1/LC) + (u_{10}H(s)/LCV_p)} \quad (6.181)$$

6.7 输入 EMI 滤波器

开关变换器，尤其是 Buck 或 Buck-Boost 变换器，因为半导体开关的开关动作和其输入电流波形的脉动，所以将会造成严重的电磁干扰（EMI）。电磁干扰是由传导或辐射能量产生，为了保持电源的完整性，通常需要在开关变换器和电网之间加入一个 EMI 滤波器。EMI 滤波器的主要目的是防止开关变换器中输入电流波形干扰电源。因此，输入 EMI 滤波器的主要作用是匹配电网和开关变换器的阻抗^[78]。

传导 EMI 主要分为两类：差模和共模。共模成分存在于任意或所有的电源、输出线对地的噪声电流中，这里的地可能是机箱或者地回流母线。功率开关管的绝缘层与地或机箱之间的电容是流通这些共模电流的主要路径。差模 EMI（又称纵向 EMI）出现在任意两个电源或是输出线之间。差模 EMI 的一个主要发射源是输入 EMI 滤波器上的电容的阻抗，另外一个重要的差模 EMI 源是电路中的开关器件。开关器件的反向恢复特性对 EMI 的幅值及其频谱成分有重要影响。

6.7.1 稳定性分析

图 6.30 所示为一个带有二阶输入 EMI 滤波器的 Buck 变换器电路模型。图中，用了图 6.26 所示 Buck 变换器直流变压器等效电路。

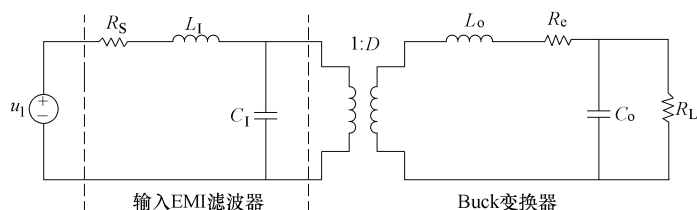


图 6.30 带输入滤波器的 Buck 变换器电路模型

输入 EMI 滤波器包括一个输入 EMI 滤波电感 L_1 和一个输入 EMI 滤波电容 C_1 。为了简化分析，总的有效源阻抗建模成单个有效源电阻 R_s ，有效源电阻 R_s 由源阻抗和输入 EMI 滤波器电感的串联电阻组成。一般而言，这里 EMI 滤波器中电感、电容足够大以支配电源的无源阻抗。二阶输入 EMI 滤波器的输出阻抗可以表示为

$$Z_{\text{EMI}} = \frac{R_s + j\omega L_1}{(1 - \omega^2 C_1 L_1) + j\omega R_s C_1} \quad (6.182)$$

通过选择足够大的滤波电感、电容，在开关频率处的干扰信号和开关变换器高次谐波可以得到充分的衰减。

带输入 EMI 滤波器的开关变换器的闭环稳定性可以通过比较输入 EMI 滤波器的输出阻抗和开关变换器输入阻抗获得。对于一定的负载电阻 R_L ，开关变换器的控制器通过控制占空比使得输出电压恒定，从而使输出功率恒定。因此，如果输入电压升高，变换器的输入电流减低以维持输入功率恒定，因此闭环开关变换器呈现一个负的输入阻抗。图 6.30 中降压变换器二次侧的有效阻抗为

$$Z_b = R_L // \frac{1}{j\omega C_o} + j\omega L_o + R_e \quad (6.183)$$

其中有效阻抗 R_e 为变换器输出滤波电感和其他元件的串联电阻之和，同时还包含由于开关器件存储时间产生的“调制”电阻^[79]。这是一个包含了各种电阻和占空比的复杂的方程。从图 6.30 中可以看到，在低频时 Buck 变换器的闭环输入电阻是等效电路中直流变压器二次电阻等效到一次侧的阻抗值的负数。Buck 变换器的输入阻抗为

$$Z_{in} = -\frac{R_L // 1/(j\omega C_o) + j\omega L_o + R_e}{D^2} \quad (6.184)$$

或

$$Z_{in} = -\frac{1}{D^2} \left(\left[\frac{R_L}{1 + (\omega R_L C_o)^2} + R_e \right] + j\omega \left[L_o - \frac{R_L^2 C_o}{1 + (\omega R_L C_o)^2} \right] \right) \quad (6.185)$$

式中， D 是 Buck 变换器的占空比。在低频段，变换器输入阻抗中输出负载电阻 R_L 起主要作用，此时

$$Z_{in} = -\frac{R_L + R_e}{D^2} \quad (6.186)$$

在谐振频率 $1/(2\pi\sqrt{L_o C_o})$ 处，变换器输入阻抗值最小，为

$$Z_{in} = -\frac{R_e}{D^2} \quad (6.187)$$

在高于谐振频率的频率段，变换器的输入阻抗中的感性成分增加

$$Z_{in} = -\frac{j\omega L_o}{D^2} \quad (6.188)$$

Buck 变换器的输入阻抗随着频率变化的曲线如图 6.31 所示。在某些条件下，开关变换器的负的输入阻抗和输入 EMI 滤波器可能构成一个阻抗为负的振荡源，是造成系统潜在不稳定的根源。输入 EMI 滤波器的输出阻抗在直流和低频段为较小的正值，但是在其滤波器谐振频率附近其阻抗值可以是其电阻值的数倍，如果输入 EMI 滤波器的输出阻抗的增长幅度使得整个电路的阻抗值为负，则将会在电路中形成振荡^[79]。因此，为了避免不稳定运行，输入 EMI 滤波器的最大输出阻抗 $Z_{EMI,max}$ 必须比开关变换器的输入阻抗小^[80]，即

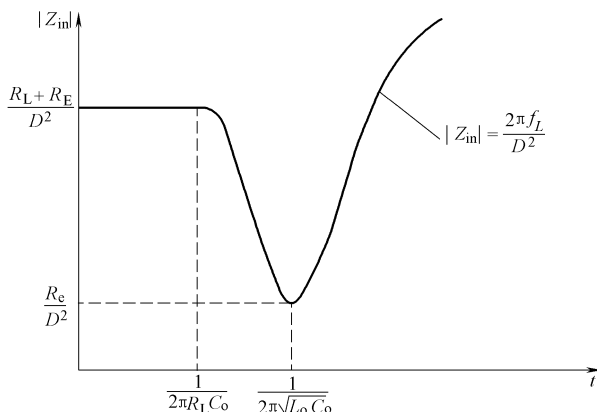


图 6.31 Buck 变换器输入阻抗和频率之间的关系

$$Z_{in} \gg Z_{EMI, \max} \quad (6.189)$$

然而为了保证运行稳定，并联阻抗 $Z_{in} // Z_{EMI}$ 的极点必须在左半平面。上面的稳定性条件只有在输入 EMI 滤波器的谐振频率低于开关变换器输入阻抗转折频率的时候才能实现。这里的转折频率是指变换器输入阻抗开始偏离其低频幅值的频率。因此，开关变换器在谐振频率处，由于输入阻抗幅值最小最有可能出现不稳定的情况；同时，稳定性最差的情况出现在输入电压最低的时候，因为这个时候需要较大的占空比较大来降低开关变换器的输入阻抗。

当开关变换器带固定输出负载的时候，通过 EMI 滤波器的平均功率是恒定的。因此，在这种情况下，当考虑低频段稳定性的时候，根据图 6.32 所示的状态空间平均模型，开关变换器可以看成是一个恒功率源^[7]。取状态变量 x_1 为输入 EMI 滤波器的电感电流， x_2 为输入 EMI 滤波器中电容电压，则状态方程为

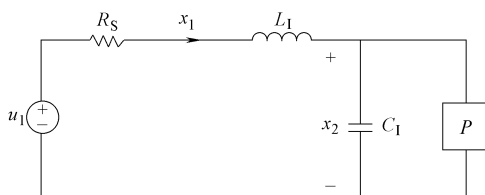


图 6.32 带输入滤波器的开关变换器模型

$$u_1 = R_S x_1 + L_1 \dot{x}_1 + x_2 \quad (6.190)$$

和

$$x_1 = C_1 \dot{x}_2 + \frac{P}{x_2} \quad (6.191)$$

将式 (6.191) 中的 x_1 代入式 (6.190)，可得

$$u_1 = R_S \left[C_1 \frac{dx_2}{dt} + \frac{P}{x_2} \right] + L_1 \left[C_1 \frac{d^2 x_2}{dt^2} - \frac{P}{x_2^2} \frac{dx_2}{dt} \right] + x_2 \quad (6.192)$$

或

$$\frac{u_1}{L_1 C_1} = \frac{d^2 x_2}{dt^2} + \left(\frac{R_S}{L_1} - \frac{P}{C_1 x_2^2} \right) \frac{dx_2}{dt} + \frac{x_2}{L_1 C_1} \quad (6.193)$$

式中, $-P/(C_1 x_2^2)$ 是由于带恒定负载开关变换器的负输入阻抗。劳斯稳定判据通过特征方程的系数和幅值, 可用于判断稳定的充分必要条件。根据劳斯稳定判据, 要求

$$R_S > \frac{PL_1}{C_1 x_{2(\min)}^2} \quad (6.194)$$

通过式 (6.194) 可以清楚地看到, 输入 EMI 滤波器的电感必须比输入 EMI 滤波器的电容小得多。通过在 EMI 滤波器的滤波电感上串联一个电阻可以改善系统的稳定性, 但是这样会在 EMI 滤波器上带来额外的导通损耗, 这是不愿意看到的。通常, 选择串联电阻为 3~5 倍的 EMI 滤波器的特征阻抗值 $\sqrt{L_1/C_1}$ 。但是输入 EMI 滤波器的品质因数 Q 随着串联电阻的减小而增大, 同时 EMI 滤波器的最大输出阻抗会随着品质因数的增大而增大。为了避免不稳定, 需要采用低品质因数的输入 EMI 滤波器, 但是会以较高的导通损耗为代价。

开关变换器恒功率成分相关的非线性电阻可以采用一个线性的负电阻 $-R_L$ 代替, 其定义为 $-(x_2^2/P)$ 。图 6.33 所示为有输入 EMI 滤波器的开关变换器的等效电路图, 电路状态方程为

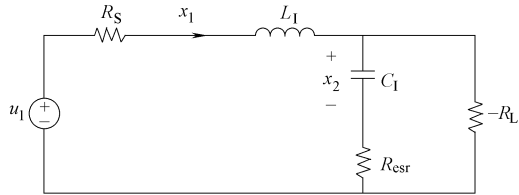


图 6.33 带输入滤波器的开关变换器的等效电路

$$u_1 = L_1 \dot{x}_1 + R_S x_1 + R_{\text{esr}} C_1 \dot{x}_2 + x_2 \quad (6.195)$$

和

$$x_1 = C_1 \dot{x}_2 + \frac{R_{\text{esr}} C_1 \dot{x}_2 + x_2}{R_L} \quad (6.196)$$

假设 $R_L \ll R_S$, $R_L \ll R_{\text{esr}}$, 整理式 (6.195) 和式 (6.196) 可得电路状态方程

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_S + R_{\text{esr}}}{L_1} x_1 - \frac{1}{L_1} x_2 + \frac{1}{L_1} u_1 \quad (6.197)$$

和

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C_1} x_1 - \frac{1}{R_L C_1} x_2 \quad (6.198)$$

这些状态方程可写成矩阵的形式, 为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_S + R_{\text{esr}})/L_1 & -(1/L_1) \\ 1/C_1 & -1/(R_L C_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (6.199)$$

于是有

$$\begin{bmatrix} x_1(s) \\ x_2(s) \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} s + 1/(R_L C_1) & 1/L_1 \\ -1/C_1 & s + ((R_S + R_{\text{esr}})/L_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \end{bmatrix} u_1}{s^2 + ((R_S + R_{\text{esr}})/L_1 + 1/(R_L C_1))s + 1/(L_1 C_1)} \quad (6.200)$$

根据劳斯稳定性判据, 要求

$$\frac{R_S + R_{\text{esr}}}{L_1} + \frac{1}{R_L C_1} > 0 \quad (6.201)$$

在实际应用中, 通常采用如图 6.34 所示的 LR 无源阻尼电路来减小输入 EMI 滤波器的导通损耗。这样的滤波器其输出阻抗在其高于谐振频率频段有 -40dB 的衰减, 但是其阻抗幅值高于其特征阻抗值。这种滤波器的劳斯稳定性判据为^[7]

$$\left(\frac{R_d}{L_d} - \frac{1}{R_L C_1} \right) \left(\frac{L_1 + L_d}{L_1} - \frac{R_d}{R_L} \right) > \frac{R_1}{L_1} \quad (6.202)$$

图 6.35 所示为采用 RC 无源阻尼的输入 EMI 滤波器。为了防止和滤波电感 L_1 谐振, 通常选取阻尼电容 C_d 的电容值为 3 倍的滤波电容 C_1 的电容值, 阻尼电阻 R_d 的电阻值通常和 EMI 的特征阻抗。因此, 和 RL 无源阻尼 EMI 滤波器的电感相比, RC 无源阻尼输入 EMI 滤波器要用到较大较昂贵的阻尼电容。但是, RC 阻尼滤波器的输出阻抗通常要低于滤波器的特征阻抗。在这种结构中, 通常选择带 ESR 的电容使得其等效串联电阻等于阻尼电阻 R_d 。这种滤波器的劳斯稳定性判据为^[7]

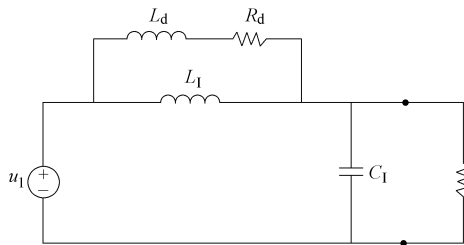


图 6.34 带 LR 无源阻尼的输入 EMI 滤波器

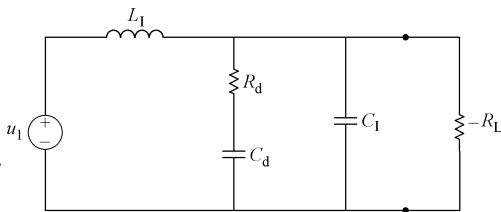


图 6.35 带 RC 无源阻尼的输入 EMI 滤波器

$$C_d \left(1 - \frac{R_d}{R_L} \right) \left(R_d C_d - \frac{L_1}{R_L} \right) > \frac{L_1 C_1}{R_L} \quad (6.203)$$

二阶输入 EMI 滤波器可能在高于谐振频率的频段不能提供足够的衰减。为了在高于滤波器谐振频率频段获得更大的衰减, 图 6.36 所示的一个带 R_L 无源阻尼的 4 阶滤波器在某些时候也会被采用。这样的滤波器有两个不同的谐振频率, 可以防止其输出阻抗在谐振频率处的极大值, 也可以防止其输出阻抗在谐振频率处的极小值。需要注意的是, 在 EMI 滤波器中, 为了防止高频噪声电流进入电源, 输入 EMI 滤波电感中高的电磁损耗是必要的, 用来耗散 EMI 频率处的能量; 否则, EMI 噪声电流将会辐射或耦合到其他电路中。

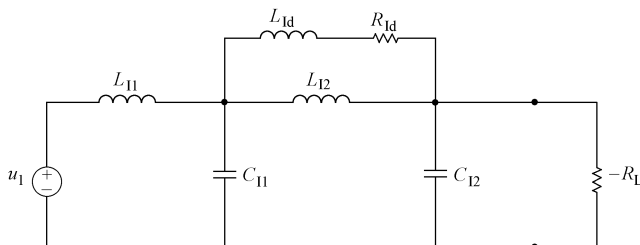


图 6.36 带 LR 无源阻尼的 4 阶 EMI 滤波器

例 6.5 Buck 电路参数为：输入电压 10V，平均输出电压 5V，开关频率 1kHz，输出滤波电感 $L_o = 1\text{mH}$ ，滤波电容 $C_o = 100\mu\text{F}$ ， $R_e = 0.01\Omega$ ，负载电阻 $R_L = 5\Omega$ 。输入 EMI 滤波器的参数如下： $L_1 = 1\text{mH}$ ， $C_1 = 1000\mu\text{F}$ ， $R_s = 0.001\Omega$ 。在同一图中画出开关变换器的输入阻抗和输入 EMI 滤波器的输出阻抗，判断电路是否存在潜在的不稳定性。

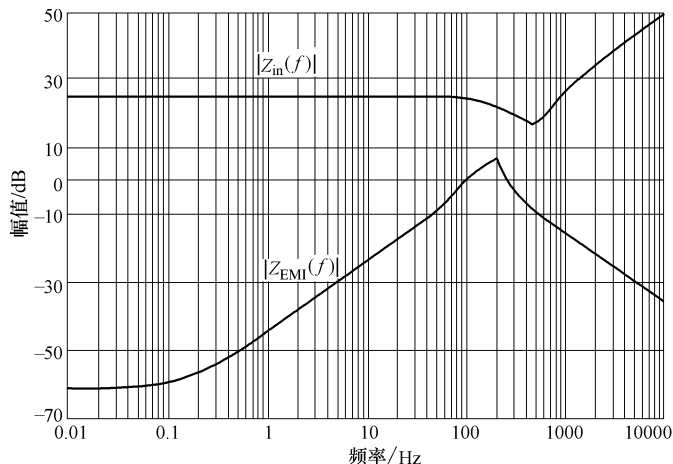
解：Buck 变换器的输入阻抗的幅值可以表示为

$$|Z_{\text{in}}|(\omega) = \frac{1}{D^2} \sqrt{\left(\frac{R_L}{1 + (\omega R_L C_o)^2} + R_e \right)^2 + \omega^2 \left(L_o - \frac{R_L^2 C_o}{1 + (\omega R_L C_o)^2} \right)^2}$$

输入 EMI 滤波器的输出阻抗幅值可以表示为

$$|Z_{\text{EMI}}|(\omega) = \sqrt{\frac{R_s^2 + (\omega L_1)^2}{(1 - \omega^2 C_1 L_1)^2 + (\omega R_s C_1)^2}}$$

Buck 变换器的输入阻抗和输入 EMI 滤波器的输出阻抗如图 6.37 所示，从图中可以看出，Buck 变换器的输入阻抗幅值一直大于输入 EMI 滤波器的输出阻抗幅值，因此，这个带输入 EMI 滤波器的 Buck 变换器是稳定的。

图 6.37 降压变换器输入阻抗 $Z_{\text{in}}(f)$ 和输入 EMI 滤波器输出阻抗 $Z_{\text{EMI}}(f)$

6.8 习题

1. 输出滤波器如图 6.13 所示, 其中 $R_{\text{esr}}C_o$ 乘积为 $60 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{F}$ 。电感和负载电阻分别为 10mH 和 10Ω 。求: (a) 滤波器的转折频率 f_o ; (b) 由于等效串联电阻 R_{esr} 引入的零点。(c) 在 $10f_o$ 处的幅值 (dB); (d) 在 $10f_o$ 处的相位角; (e) 判断输出响应是临界阻尼、欠阻尼还是过阻尼。
2. 求保留输入和输出的 Cuk 变换器的线性等效电路。
3. 求保留输入和输出的升降压变换器的线性等效电路。
4. 求有输出电容 R_{esr} 的升降压变换器的输出阻抗 $X_2(S)/U_2(S)$ 。
5. 求有输出电容 R_{esr} 的升压变换器的开环传递函数 $G(S)H(S)$ 。
6. 求理想升降压变换器的开环传递函数 $G(S)H(S)$ 。
7. 求图 6.30 所示含输入 EMI 滤波器的降压变换器的稳定性问题。降压变换器的参数如下: 输入电压为 $10 \sim 15\text{V}$, 输出电压为 5V , 开关频率为 1kHz , 输出电感为 10mH , 输出电容为 $1000\mu\text{F}$, $R_e = 0.005\Omega$, $R_L = 5\Omega$ 。二阶输入 EMI 滤波器的参数为 $L_1 = 10\text{mH}$, $C_1 = 2000\mu\text{F}$, $R_s = 0.005\Omega$ 。
8. 求图 6.30 所示含输入 EMI 滤波器的降压变换器的稳定性问题。二阶输入 EMI 滤波器的参数如下: $L_1 = 100\mu\text{H}$, $C_1 = 20000\mu\text{F}$, $R_{\text{esr}} = 0.01\Omega$, $R_s = 0.005\Omega$, 降压变换器的输入直流电压范围为 $20 \sim 30\text{V}$, 降压变换器的输出负载为 0.5Ω , 降压变换器的其他参数为 $C_o = 1000\mu\text{F}$, $L_o = 10\text{mH}$, 和频率 $f_s = 5\text{kHz}$ 。
9. 开关变换器的输入电压为 32V 输入电流为 3A , 假定变换器的输入阻抗为纯电阻性, 计算图 6.35 所示的输入 EMI 滤波器, 不用 C_1 , 而是用一个有足够大 ESR 的电容 C_d 来稳定变换器, 这个技术经常用在许多商用的电路中^[81]。
10. 重复习题 9 中的问题, 但是现在变换器的输入阻抗建模成一个电阻并联一个电容 C , 求 EMI 滤波电容和稳定变换器所需电容的相对尺寸大小^[81]。
11. 重复习题 9 中的问题, 但是现在用在参考文献 [82] 中讨论的优化的阻尼电阻值。
12. 降压变换器有如下参数: $V_s = 12\text{V}$, $V_a = 5\text{V}$, $L_o = 100\mu\text{H}$, $C_o = 100\mu\text{F}$, $R_{\text{esr}} = 0.001\Omega$, $R_L = 5\Omega$, 和频率 $f_s = 20\text{kHz}$ 。锯齿波信号的峰值幅度为 3V , 求降压变换器的离散时间模型。

第 7 章 开关变换器的模拟控制

7.1 简介

在本章中，将用经典的控制技术分析闭环开关变换器的稳定性。首先简要回顾电子电路中所使用的反馈技术。然后用博德图来分析系统的稳定性，并用模拟补偿器实现环路增益预期的相位裕度。用状态空间去计算传递函数和环路补偿器。在叙述状态空间部分后，将介绍一种基于全状态反馈的方法，即通过重新设置变换器闭环传递函数极点的位置来达到预期的动态特性。全状态反馈法比相位裕度法更加精确。

7.2 经典控制技术中的负反馈

7.2.1 闭环增益

图 7.1 所示为一个闭环系统的框图。反馈网络 β 产生一个电压 V_f ，它是输出电压的采样电压。误差信号为 $V_e = V_{\text{ref}} - V_f$ ，它和传递函数 $A(s)$ 相乘得到输出电压 V_o 。

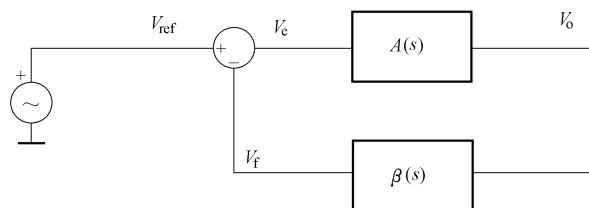


图 7.1 闭环系统的框图

闭环传递函数可得

$$\frac{V_o}{V_{\text{ref}}} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (7.1)$$

环路增益 T_L 由下式定义：

$$T_L = \beta A \quad (7.2)$$

当 $T_L \gg 1$ 时，闭环增益和增益 A 无关，只和反馈网络有关。因此

$$\frac{V_o}{V_{\text{ref}}} = \frac{1}{\beta} \quad (7.3)$$

如果反馈网络采用高精度的元件,那么输出电压 V_o 正比于参考电压 V_{ref} ,这就是闭环开关变换器的设计目标。

7.2.2 稳定性分析

当系统传递函数的分母是零时,系统会变得不稳定。这种情况下,至少有一个极点在虚轴上,可以表示为

$$\beta A = -1 \text{ 或者 } \begin{cases} |\beta A| = 1 \\ \text{相位}(\beta) + \text{相位}(A) = 180^\circ \end{cases} \quad (7.4)$$

7.2.3 相对稳定性

相对稳定性可以衡量系统的稳定程度。反馈系统的相对稳定性可以从增益裕度和相位裕度得出。增益裕度定义为使反馈系统进入不稳定状态所需增加的环路增益。增益裕度的数值为 0dB 和相位偏离 DC 状态为 -180° 时对应的环路增益之差。相位裕度定义为当环路增益为零时,对应的相位偏离 -180° 的数值,如图 7.2 所示。要使系统稳定,相位裕度和幅值裕度必须为正。为了确保开关变换器的稳定的闭环响应,通常实际设计中至少保证 6dB 的增益裕度和 45° 的相位裕度。在这些条件下,二阶系统将会有有一个临界阻尼阶跃响应。

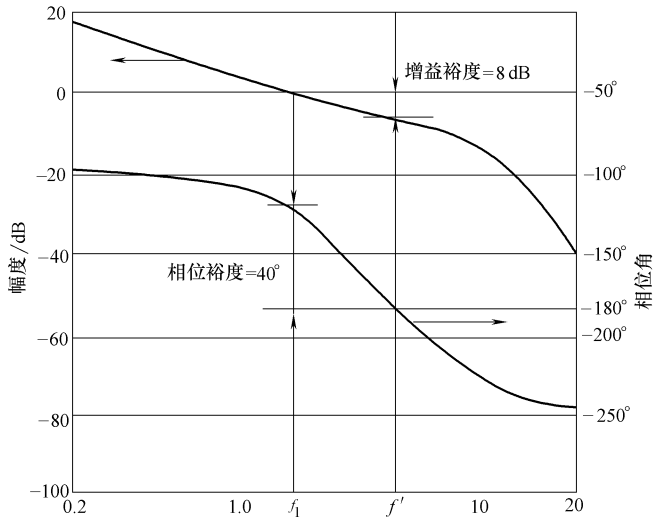


图 7.2 增益裕度和相位裕度的定义

用博德图分析系统的稳定性 博德图指的是幅值与频率之间的关系图和相位与频率之间的关系图。利用博德图分析系统的稳定性是一种非常方便的方法。当开环

系统是稳定的且幅频特性最多穿越 0dB 线一次，博德图分析法能够得到正确的结果。

图 7.3 所示为 3 个极点系统的博德图，图中画出了环路增益的幅频特性和相频特性。环路增益通过水平轴点的频率为 f_g （即在频率 f_g 处的环路增益幅值为 0dB 或者 1dB），在这个频率点，对应的环路增益的相位接近 -270° ，是一个负的相位裕度，因此系统是不稳定的。

这个系统的增益裕度由频率 f_p 点决定，这点环路增益的相位为 -180° 。在这一点，环路增益的幅值是正值，相位裕度为负。由于两个稳定性裕度均为负的，因此系统是不稳定的。

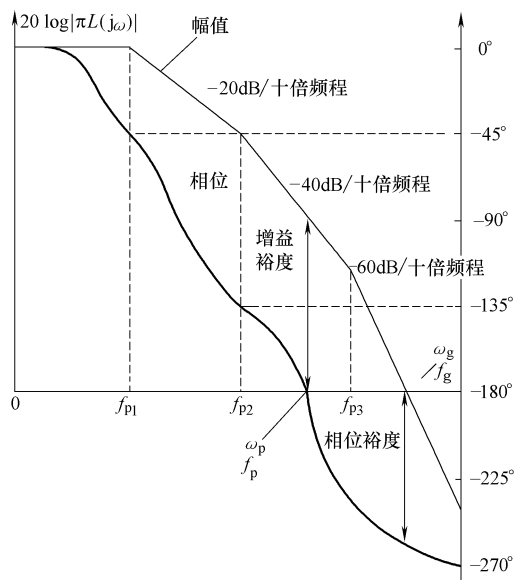


图 7.3 3 个极点系统的环路增益

7.3 开关变换器的闭环线性模型

如图 7.4 所示的开关变换器的闭环模型将会在下面进行分析。

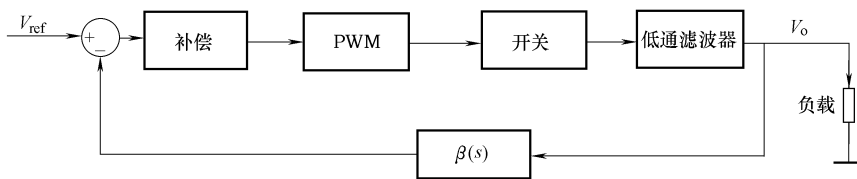


图 7.4 闭环开关变换器

7.3.1 反馈网络

反馈网络通常由一个分压器构成，那么传递函数可以由下式给出：

$$V'_a = V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (7.5)$$

7.3.2 误差放大器补偿网络

闭环时，开关变换器会变得不稳定（或者说会出现不期望的瞬态响应）。开关变换器可以通过在误差放大器中加入一个补偿网络来增加相位裕度而实现稳定；同

时,补偿器能够改变环路传递函数而得到期望的瞬态响应。下面部分将会介绍开关变换器的频率补偿的基本概念。更详细的反馈环稳定性分析见 Pressman^[83]。

依据 Nyquist 采样原理,归一化增益的穿越频率 f_1 必须小于一半的开关频率以使系统保持稳定。为了降低开关变换器输出端的开关纹波,实际取穿越频率为开关频率的 $1/4$ 或 $1/5$ ^[83]。为了使开关变换器能快速地响应输出端的瞬变,应该使穿越频率足够高^[83]。确定了穿越频率后,选择误差放大器的增益使总的环路增益在穿越频率处是 0dB 。误差放大器的幅值响应设计为以 $-20\text{dB}/十倍频$ 穿越 0dB 并具有期望的增益裕度。

7.3.3 PI 补偿网络

误差放大器可构成多种补偿网络。图 7.5 所示为一个包含两个电容、两个电阻连接到误差放大器的反相端的补偿网络,构成一个 PI 控制器。相应的传递函数为

$$H(s) = \frac{1/(sC_2)[R_2 + 1/(sC_1)]}{R_1[R_2 + 1/(sC_1) + 1/(sC_2)]} \quad (7.6)$$

由于 C_1 通常比 C_2 大得多,因此式(7.6)的传递函数可以简化为

$$H(s) = \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1C_1(1 + sR_2C_2)} \quad (7.7)$$

补偿网络的幅频特性如图 7.6 所示。它有两个极点,一个在坐标原点,另外一个在 $f_p = 1/(2\pi R_2 C_2)$ 处。补偿网络的零点是在 $f_z = 1/(2\pi R_2 C_1)$,高频的极点用于削弱开关变换器的高频增益,降低高频开关噪声。低频的极点用于维持低频时有有效的增益来减小输出平均电压的稳态误差。零极点的位置确定补偿网络的元件数值。补偿网络的相频特性如图 7.7 所示。由于在原点的极点,所以曲线起始于 -90° 。低频的零点 f_z 会使相位提升;而高频极点 f_p 会使相位滞后,使相位又回到 -90° 。这种补偿网络通常由于输出电容 ESR 的作用,开关变换器的开环幅频特性在穿越频率处的斜率为 $-20\text{dB}/十倍频$ 的情况。必须提出,这种补偿网络为环路增益提供了一个负的相位,所以减小了相位裕量。

零点会使相位超前而极点会使相位滞后,在单位增益频率处,由于零点导致的相位超前为

$$\theta_{\text{lead}} = \arctan\left(\frac{f_1}{f_z}\right) \quad (7.8)$$

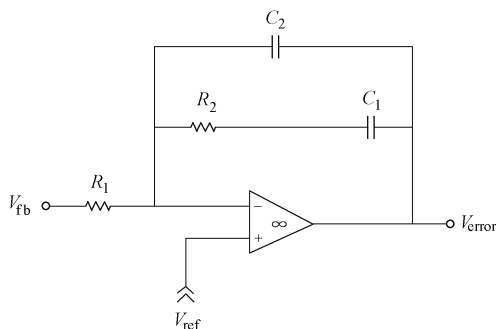


图 7.5 两个极点一个零点的补偿网络

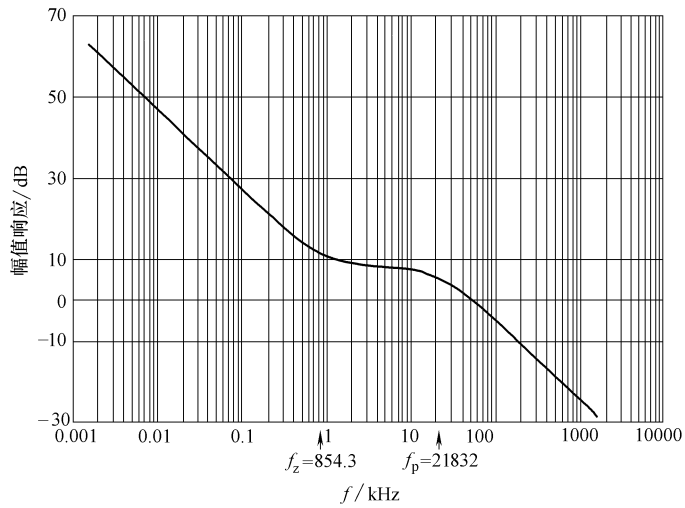


图 7.6 图 7.5 所示补偿网络的幅频特性

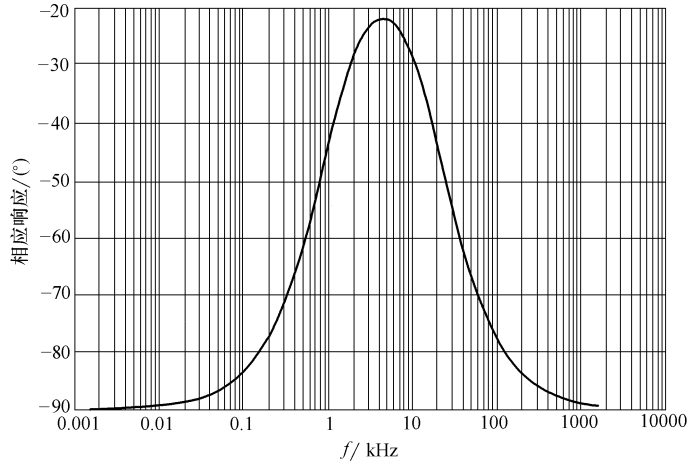


图 7.7 图 7.5 所示补偿网络的相频特性

而由极点导致的相位滞后为

$$\theta_{\text{lag}} = \arctan\left(\frac{f_1}{f_p}\right) \quad (7.9)$$

在单位增益穿越频率 f_1 处的补偿网络误差放大器引入的总的相位滞后为

$$\theta_{\text{lag}} = 270^\circ - \arctan\left(\frac{f_1}{f_z}\right) + \arctan\left(\frac{f_1}{f_p}\right) \quad (7.10)$$

270°的相位滞后是由误差放大器反相(180°)和补偿网络在原点处的极点

(90°) 产生。因此,选择极点和零点的位置应使系统具有希望的相位裕度。

7.3.4 比例积分微分 (PID) 补偿网络

如图 7.8 所示补偿网络有 3 个极点、2 个零点。这种补偿之所以称之为 PID,是因为它有误差信号的比例项、积分项和微分项。积分由位于坐标原点的第 3 个极点产生,主要是用于减小稳态误差。这种补偿网络的传递函数为

$$H(j\omega) = \frac{(1 + j\omega R_2 C_1)}{-\omega^2 R_2 C_1 C_2 + j\omega(C_1 + C_2)} \frac{(1 + j\omega(R_1 + R_3)C_3)}{R_1 + j\omega R_1 R_3 C_3} \quad (7.11)$$

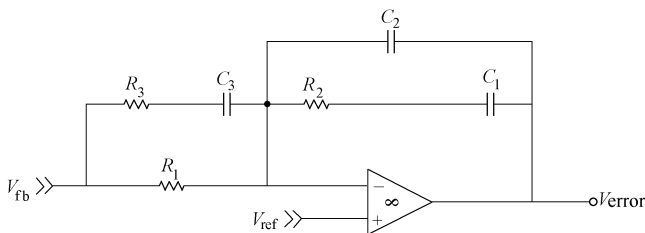


图 7.8 有 3 个极点、2 个零点的补偿网络

式 (7.11) 中有 1 个在坐标原点的极点和 2 个高频极点, 其中一个在 $f_{p_1} = 1/(2\pi R_3 C_3)$, 另一个在 $f_{p_2} = (C_1 + C_2)/(2\pi R_2 C_1 C_2)$ 。零点分别在 $f_{z_1} = 1/(2\pi R_2 C_1)$ 和 $f_{z_2} = 1/[2\pi(R_1 + R_3)C_3]$ 。补偿网络的两个增益分别为 $K_1 = R_2/R_1$ 和 $K_2 = R_2(R_1 + R_3)/(R_1 R_3)$ 。

补偿网络的渐近线近似幅频特性如图 7.9 所示。从图中可以看出, 因为有一个极点在坐标原点, 所以在频率 f_{z_1} 以下低频增益以 $-20\text{dB}/\text{十倍频}$ 的速度减小。增益在两个零点之间保持恒定。当频率大于 f_{z_2} 时, 幅值响应以 $+20\text{dB}/\text{十倍频}$ 增加直到频率 f_{p_1} 。在频率 f_{p_1} 和频率 f_{p_2} 之间, 幅值响应又保持恒定。当频率大于 f_{p_2} 时, 幅值

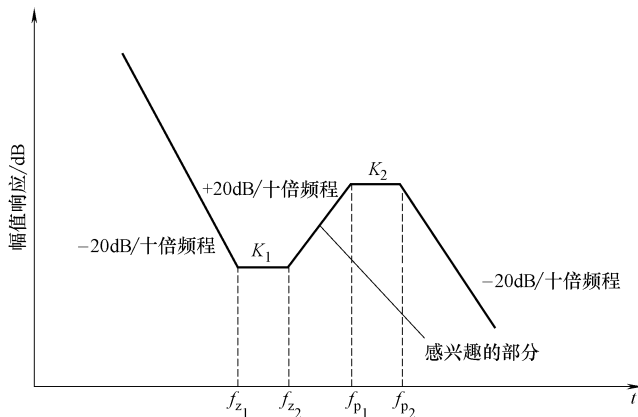


图 7.9 图 7.8 补偿网络的近似幅频曲线

响应以 $-20\text{dB}/\text{十倍频程}$ 的速率衰减。这个补偿网络主要用于无输出电容 ESR 的开关变换器中。这种开关变换器的开环幅值响应在单位增益穿越频率处的斜率为 $-40\text{dB}/\text{十倍频程}$ 。为了在穿越频率处产生 $-20\text{dB}/\text{十倍频程}$ 的斜率。需要补偿网络在穿越频率处呈现 $+20\text{dB}/\text{十倍频程}$ 斜率。因此穿越频率应该在频率 f_{z_2} 和 f_{p_1} 之间, 这个时候幅值响应以 $+20\text{dB}/\text{十倍频程}$ 斜率变化。图 7.10 所示为补偿网络的幅值响应, 补偿网络的参数为 $C_1 = 0.16\mu\text{F}$, $C_2 = 532\text{pF}$, $C_3 = 14.3\text{nF}$, $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega$, $R_3 = 1.1\text{k}\Omega$ 。两个零点分别在 100Hz 和 1kHz 处。两个极点分别在 10kHz 和 25kHz 处。需要注意增益在零点之间与极点之间不再恒定, 和图 7.9 所示不同。图 7.11 所示为补偿网络的相位响应。从图中可以看出, 在频率 f_{z_1} 和 f_{p_2} 之间的相位提升。零点和极点之间的距离越大, 相位裕度越大。因此, 这个补偿网络会产生一个非常好的瞬态响应。

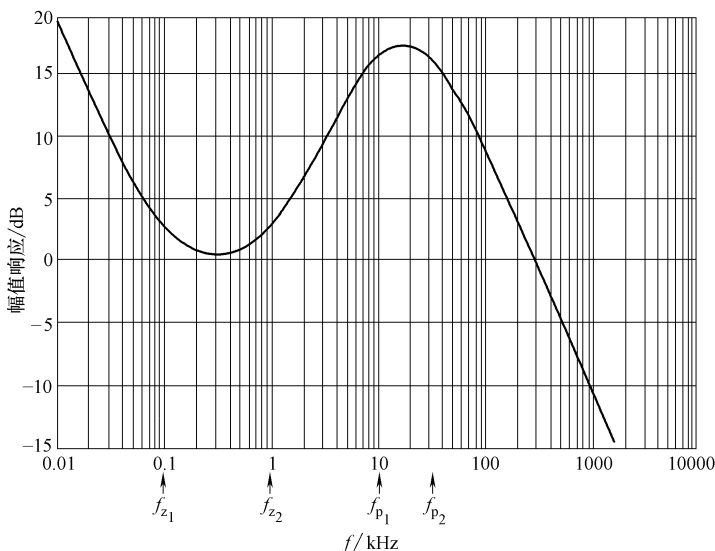


图 7.10 图 7.8 补偿网络的幅频特性

为了简化设计过程, 图 7.8 所示补偿网络的 2 个零点通常选择相等, ($f_{z_1} = f_{z_2} = f_{zd}$) 也即

$$\frac{1}{2\pi R_2 C_1} = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_3) C_3} \quad (7.12)$$

或

$$R_2 C_1 = (R_1 + R_3) C_3 \quad (7.13)$$

由于有 2 个零点在 f_{zd} , 在 2 个零点处的相位提升 θ_{zd} 为

$$\theta_{zd} = 2\arctan\left(\frac{f_1}{f_{zd}}\right) \quad (7.14)$$

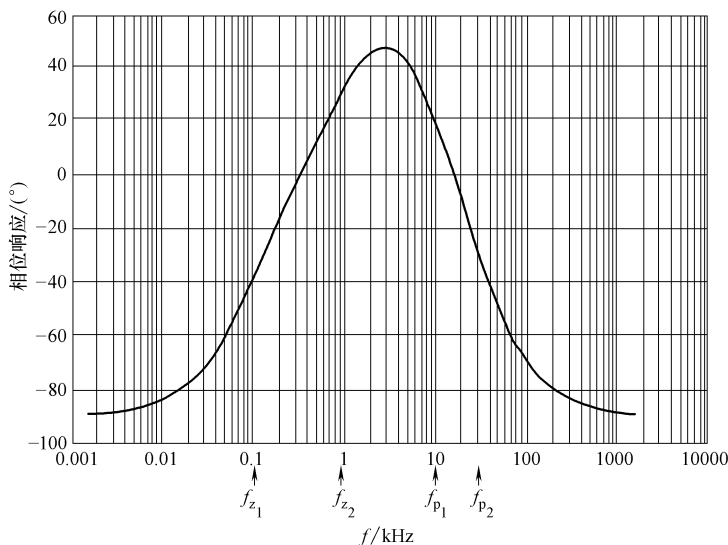


图 7.11 图 7.8 补偿网络的相频特性

为了简化设计过程, 2 个高频极点通常选择相等, 即 $f_{p1} = f_{p2} = f_{pd}$ 。那么

$$\frac{1}{2\pi R_3 C_3} = \frac{(C_1 + C_2)}{2\pi R_2 C_1 C_2} \quad (7.15)$$

或

$$\frac{R_3}{R_2} C_3 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (7.16)$$

图 7.8 所示有 2 个零点和 2 个极点的补偿网络渐近线近似幅频曲线如图 7.12 所示。由于 2 个极点的相位滞后 θ_{pd} 可以近似表示为

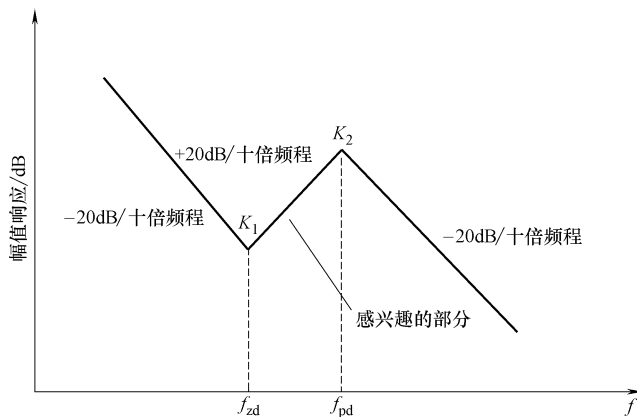


图 7.12 图 7.8 所示 2 个零点和 2 个极点的补偿网络近似幅频曲线

$$\theta_{\text{pd}} = 2\arctan\left(\frac{f_1}{f_{\text{pd}}}\right) \quad (7.17)$$

在单位增益穿越频率的补偿网络和误差放大器总的相位滞后为

$$\theta_{\text{lag}} = 270^\circ - 2\arctan\left(\frac{f_1}{f_{\text{zd}}}\right) + 2\arctan\left(\frac{f_1}{f_{\text{pd}}}\right) \quad (7.18)$$

式(7.18)中的 270° 相位滞后是由于反相放大器的相位反相和补偿网络在原点的极点引起的。

例 7.1 图 7.5 所示的补偿网络的参数如下: $C_1 = 6.8\text{nF}$, $C_2 = 270\text{pF}$, $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 27\text{k}\Omega$ 。求: (a) 补偿网络的零点; (b) 补偿网络的高频极点; (c) 补偿网络在 5kHz 处的相位滞后。

解:

(a) 零点频率为

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} = \frac{1}{2\pi \times (27 \times 10^3) \times 6.8 \times 10^{-9}} = 854.3\text{Hz}$$

(b) 极点频率为

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} = \frac{1}{2\pi \times (10 \times 10^3) \times 270 \times 10^{-12}} = 21\,832\text{Hz}$$

(c) 补偿网络在 5kHz 处的相位滞后为

$$90^\circ + \arctan\left(\frac{f_1}{f_p}\right) - \arctan\left(\frac{f_1}{f_z}\right) = 22.59^\circ$$

7.3.5 比例控制

在控制开关变换器的输出电压时,通常不使用比例控制器,其原因在于比例控制器会产生稳态误差,更为重要的是在某种条件下会使开关变换器不稳定。在模拟控制器中通过增加一个电容来实现积分运算,而形成常用的 PI 或是 PID 控制器。

7.4 考虑输出电容 ESR 的 Buck 变换器的反馈补偿

一个闭环的 Buck 变换器如图 7.13 所示。在这个变换器中,输出电压的平均值为 5V , 输入电压 12V , 负载电阻 R_L 为 5Ω 。加入反馈网络的目的是使开关变换器的闭环幅频特性在穿越频率处以 $-20\text{dB}/十倍频程$ 变化,并且具有较好的相位裕度使系统稳定。

采样网络由 R_3 和 R_4 构成,产生的采样比衰减为 $R_4/(R_3 + R_4)$ 。由于降压变换器的平均输出电压为 5V , 采样电压选择为 2.5V , 采样网络的增益衰减为 $20\log_{10}(2.5/5) = -6\text{dB}$ 。PWM 调制器的增益指的是误差放大器的输出到输出电感的输入端平均电压之间的增益。当误差放大器的输出电压峰值为 3.5V , 占空比为 100% ,

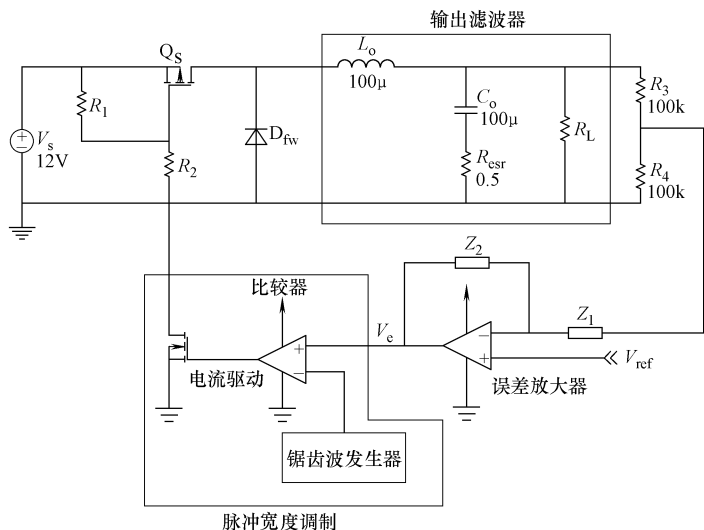


图 7.13 闭环的 Buck 变换器电路结构图

输出电感的输入端平均电压为 12V，那么 PWM 产生的增益为 $20\log_{10}(V_s/V_p)$ 或 10.7dB，其中 V_p 是锯齿波电压的峰值 (3.5V)。开环降压变换器的低频增益为 +4.7dB。输出滤波器的自然频率 f_o 为

$$f_o = \frac{\sqrt{R_o/L_o C_o (R_o + R_{esr})}}{2\pi} = \frac{\sqrt{5/(100 \times 10^{-6})(100 \times 10^{-6})(5 + 0.5)}}{2\pi} = 1.52\text{kHz} \quad (7.19)$$

而 ESR 引起的频率 f_{esr} 为

$$f_{esr} = \frac{1}{2\pi(0.5)100 \times 10^{-6}}\text{Hz} = 3.18\text{kHz} \quad (7.20)$$

单位增益穿越频率 f_1 取开关频率 25kHz 的 1/5 (也就是 $f_1 = 5\text{kHz}$)。不包括补偿网络和误差放大器的 Buck 变换器的幅频特性如图 7.14 的 ABCD 曲线所示。从图 7.14 可以看出，在单位增益穿越频率处的衰减为 -14.5dB。因此误差放大器的增益应该取 +14.5dB。以使得在单位增益穿越频率处的增益为 0dB。这个可以通过选择电阻比率 R_2/R_1 的比值来使误差放大器的增益达到 14.5dB。因此如果 R_1 取 47k Ω 那么 R_2 大约为 250k Ω 。然后确定补偿网络的零点和极点来产生期望的 45° 相位裕度。在穿越频率处总的相移应该为 $360^\circ - 45^\circ = 315^\circ$ 。由于输出滤波器的相位滞后为

$$\theta_{LC} = 180^\circ - \arctan\left(\frac{f}{f_{esr}}\right) = 122.5^\circ \quad (7.21)$$

PI 网络和误差放大器引起的相位滞后为

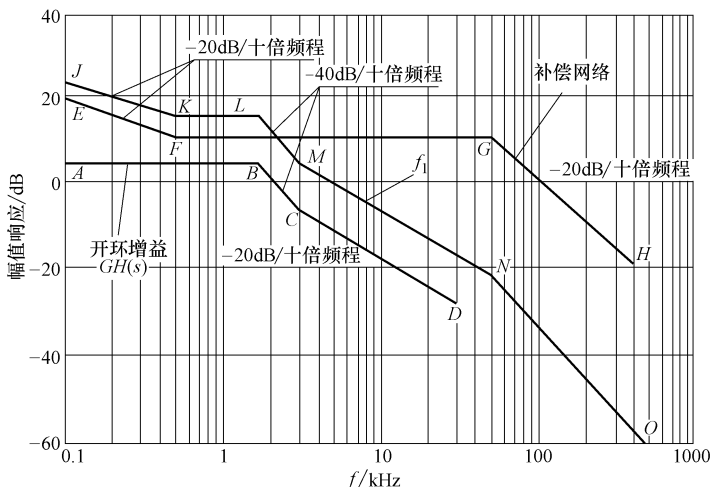


图 7.14 开环幅频特性 (ABCD) 和闭环特性 (JKLMNO), 误差放大器的特性 (EFGH)

$$\theta_{ea} = 315^\circ - 122.5^\circ = 192.5^\circ \quad (7.22)$$

从式 (7.10) 可知, 补偿网络引入的相位滞后为

$$\arctan\left(\frac{5}{f_z}\right) - \arctan\left(\frac{5}{f_p}\right) = 77.5^\circ \quad (7.23)$$

假设零、极点的位置与穿越频率处等距离, 则

$$\arctan f'' - \arctan\left(\frac{1}{f''}\right) = 77.5^\circ \quad (7.24)$$

反复求解 f'' 得到获得 77.5° 相位滞后的解为 4.5。因此高频极点应该在 4.5 倍的单位增益穿越频率处, 即 22.5kHz, 而低频零点应该在 $1/4.5$ 的单位增益穿越频率处, 即 1.11kHz。误差放大器的幅频特性如图 7.14 曲线 EFGH 所示。现在就可以确定补偿网络的元件参数了。电容 C_1 为

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_2 f_z} = 1702\text{pF} \quad (7.25)$$

电容 C_2 为

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_p} = 17\text{pF} \quad (7.26)$$

总的反馈补偿开关变换器的环路幅频特性如图 7.14 曲线 JKLMNO 所示。注意反馈补偿开关变换器的总的幅频特性在穿越频率处的环路增益为 0dB。在高频极点 f_p 之上, 环路增益以 $-40\text{dB}/十倍频程$ 衰减。因此可以抑制高频开关噪声。如果高频开关噪声是一个问题, 那么高频极点可以配置低一些, 这样会损失一些瞬态响应速度。如果选择 f_p 为 25kHz, 那么 f_z 可以由式 (7.23) 得到为 1.57kHz。

7.5 无输出电容 ESR 的 Buck 变换器的反馈补偿

Buck 变换器的输出纹波电压很大程度上依赖于输出电容的 ESR 的大小。因此需要选择一个低 ESR 的输出电容来降低输出纹波电压。由于电容制造厂商致力于制造零 ESR 的铝电解电容, 在这里将用到 7.4 节提到的不一样的补偿网络。假设图 7.13 所示的 Buck 变换器无输出电容 ESR。输出滤波器的转折频率 f_o 为 1.59kHz。图 7.15 所示的曲线 ABC 表示的是 Buck 变换器的开环幅频特性。单位增益穿越频率仍选择为开关频率分量的 1/5, 即 5kHz。由于幅频特性在穿越频率处的斜率为 -40dB/十倍频程, 因此选择了图 7.8 所示的补偿网络。从图 7.15 所示的 Buck 变换器的开环幅频特性曲线可以看出, 在单位增益穿越频率处的衰减为 -16dB。因此为了得到在单位增益穿越频率处的衰减为 0dB, 选择误差放大器在单位增益穿越频率处的增益为 +16dB。

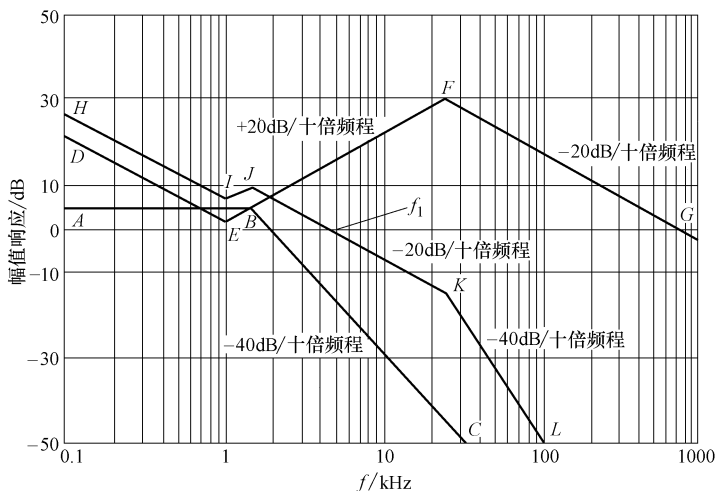


图 7.15 Buck 变换器的开环和闭环幅频特性

补偿网络的两个零点和两个极点的位置选择为使系统的相位裕度为 45° 。在单位增益穿越频率处总的相移为 $360^\circ - 45^\circ$ 即 315° 。由于输出滤波器产生一个近似 180° 的相位滞后, 因此允许补偿网络和误差放大器的相位滞后为 135° 。因此从式 (7.18) 得补偿网络的相位滞后为

$$2\arctan\left(\frac{f_1}{f_{zd}}\right) - 2\arctan\left(\frac{f_1}{f_{pd}}\right) = 270^\circ - 135^\circ = 135^\circ \quad (7.27)$$

假定两个零点和两个极点与单位增益穿越频率之间的距离是相等的, 那么

$$2\left[\arctan f'' - \arctan\left(\frac{1}{f''}\right)\right] = 135^\circ \quad (7.28)$$

反复求解 f'' 得到获得 135° 相位滞后的解为 5。因此两个高频极点应该在 5 倍的单位增益穿越频率处, 即 25kHz, 而低频零点应该在 $1/5$ 的单位增益穿越频率处, 即 1kHz。误差放大器的幅频特性如图 7.15 曲线 $DEFG$ 所示。总的反馈补偿开关变换器的环路幅频特性如图 7.15 曲线 $HIJKL$ 所示。注意反馈补偿开关变换器的总的幅频特性在穿越频率处的环路增益为 0dB, 穿越频率处的斜率变化为 $-20\text{dB}/十倍频$ 。补偿网络中共有 6 个元件需要选择, 图 7.15 所示曲线 $DEFG$ 在两个零点处的增益是 2dB 或 1.26dB。假定电阻 $R_1 = 1000\Omega$, 那么电阻 $R_2 = 1260\Omega$ 。从图 7.15 曲线 $DEFG$ 中可以测得两个极点的增益为 30dB 或 31.6dB。假定电阻 $R_1 \gg R_3$, 那么电阻 $R_3 = R_2/K_2$ 或 40Ω 。由于频率 $f_{p1} = f_{pd}$, 电容值 C_3 为

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{pd} R_3} = 0.16\mu\text{F} \quad (7.29)$$

从式 (7.13) 可得电容值 C_1 为

$$C_1 = \frac{(R_1 + R_3)C_3}{R_2} = 0.13\mu\text{F} \quad (7.30)$$

从式 (7.16) 可得电容值 C_2 为

$$C_2 = \frac{C_1 C_3 (R_3/R_2)}{[C_1 - C_3 (R_3/R_2)]} = 5.29\text{nF} \quad (7.31)$$

在实际应用中, 根据商业化可用的元件来选择电容电阻值, 有必要检查延时对相位裕度的影响。假定延时为 $1\mu\text{s}$, 相位延时为

$$\text{phase}(\text{delay}) = -360^\circ \times t_{\text{delay}} \times f_1 \quad (7.32)$$

$\text{phase}(\text{delay}) = -1.8^\circ$, 这对相位裕度影响不大。

7.6 全状态反馈

状态空间方程的一个重要应用是开关变换器的全状态反馈。变换器的所有状态量都被检测, 并乘上一个反馈增益。这项技术使得我们能够通过计算反馈量的增益需求来配置闭环极点位置。

7.6.1 全状态反馈控制系统设计

考虑一个连续时间线性系统, 有如下状态空间方程^[72]

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (7.33)$$

通常的控制策略是通过测量系统的状态来取得误差信号, 对于一个开关变换器, 其控制量 u 可选择和状态量成比例为

$$u = -Fx \quad (7.34)$$

那么

$$\dot{x} = (A - BF)x \quad (7.35)$$

其闭环特征值可以通过下面的特征方程解得

$$\det[s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BF}] = 0$$

有以下几点需要注意:

- 假如状态向量的维数为 i , 控制向量的维数为 j , 矩阵 $\mathbf{F}$ 将有 $i \times j$ 个元素。
- 假如系统 $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$ 是可控的, 矩阵 $\mathbf{F}$ 中的元素的值将会决定闭环系统传递函数的极点的位置。
- 假如矩阵 $\mathbf{F}$ 是实矩阵, 闭环系统传递函数极点将会是实数或是共轭复数。
- 假如控制量是一个标量, 矩阵 $\mathbf{F}$ 将是含有 i 个元素的单列向量。如果特征方程 i 个根确定, 则矩阵 $\mathbf{F}$ 将是唯一的。
- 通过矩阵 $\mathbf{F}$ 中元素值的选择可以实现闭环的极点的任意配置。

7.6.2 极点选择

其中一种选择闭环极点的方法是通过为传递函数选择一个 i 阶贝塞尔低通滤波器, 其中 i 为设计系统的阶数^[62]。贝塞尔滤波器的阶跃响应没有超调, 因此, 特别适合电压调节调整器。然后选择合适的滤波器, 使其对阶跃响应有确定的稳定时间。最小稳定时间的选择应该避免控制变量的饱和。滤波器期望的闭环极点为

$$P_s = \{P_1, P_2\} \quad (7.36)$$

可以通过 MATLAB^[84] 的滤波器工具箱或是其他滤波器封装, 如 Filter Wiz 来进行设计^[85]。

7.6.3 反馈增益

通过极点的配置可以得到反馈向量 $\mathbf{F}$ 中各元素的数值。可以通过 MATLAB 中的命令 $\mathbf{F} = \text{PLACE}(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{P})$ 来计算得到状态反馈矩阵 $\mathbf{F}$, 并得出向量 $\mathbf{P}$ 中 $(\mathbf{A} - \mathbf{BF})$ 的标称值。

例 7.2 设计工作于连续导电模式的 Buck 变换器, 有如下参数: $R = 4\Omega$, $L = 1.330\text{mH}$, $C = 94\mu\text{F}$, $V_s = 42\text{V}$, $V_a = 12\text{V}$ 。计算: (a) 开环极点; (b) 使闭环极点在 $P = 1000 \times \{-0.2329 \pm 0.3232i\}$ 的反馈增益; (c) 闭环系统矩阵 $\bar{\mathbf{A}}_{\text{CL}}$ 。

解:

(a) 在 t_{on} 期间, 状态空间矩阵为

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

在 t_{off} 期间, 状态空间矩阵为

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

状态空间平均模型矩阵为

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{A}} &= \mathbf{A}_1 \times D + \mathbf{A}_2 \times (1 - D) \\ \bar{\mathbf{B}} &= \mathbf{B}_1 \times D + \mathbf{B}_2 \times (1 - D)\end{aligned}$$

故

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} D & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

开环极点可以通过以下 MATLAB 命令得到

$$\text{poles\_OL} = \text{eig}(\mathbf{A})$$

$$\text{poles\_OL} = 1000 \times [-1.3298 + 2.4961i, -1.3298 - 2.4961i]$$

(b) 线性化交流小信号模型方程为

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= \frac{1}{L}(-\hat{x}_2 + D\hat{u} + \hat{d}U) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \frac{1}{C}(\hat{x}_1 - \frac{1}{R}\hat{x}_2)\end{aligned}$$

那么, 小信号平均状态空间方程为

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \begin{bmatrix} 0 & -(1/L) \\ 1/C & -1/(RC) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{u} + \begin{bmatrix} U/L \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}$$

通过下面的 MATLAB 语句可以定义状态空间模型 sysOL, 并可以画出开环变换器的阶跃响应。

$$\begin{aligned}\text{sysOL} &= \text{ss}(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{0}) \\ \text{step}(\text{sysOL})\end{aligned}$$

其中 $\mathbf{A}$ 是系统矩阵, 矩阵 $\mathbf{B}$ 为 $[D/L0]'$, 矩阵 $\mathbf{C}$ 为 $[0 \ 1]$ 。符号 $[\]$ 是表示矩阵的转置运算。图 7.16 所示为阶跃输入 $\hat{u}$ 时变换器小信号模型的暂态响应。

为了设计控制策略, 首先假定输入直流电压的扰动量为零, 即 $\hat{u} = 0$, 那么

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \bar{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{E} \hat{d}$$

其中

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{U}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

对于电压控制模式 $\hat{d} = (D/V_{\text{ref}})\hat{v}_{\text{ref}}$ 来说, 当采用全状态量反馈 $\dot{\hat{v}}_{\text{ref}} = -\mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}$ 时则有

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \bar{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{E} \left(-\frac{D}{V_{\text{ref}}} \mathbf{F} \hat{\mathbf{x}} \right)$$

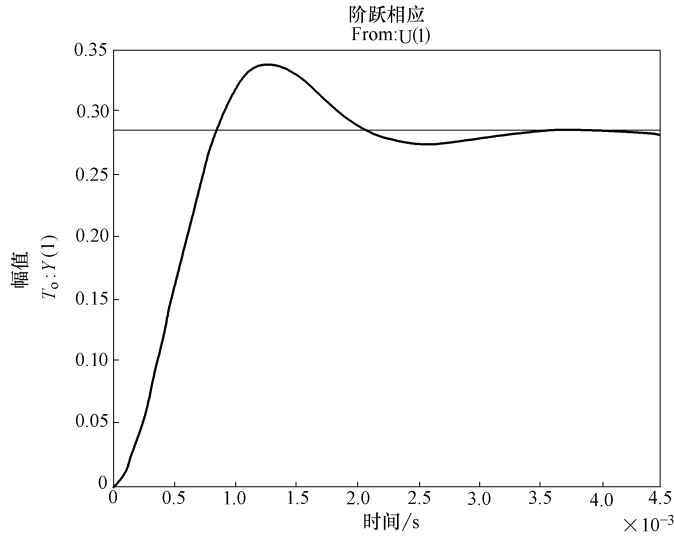


图 7.16 线性 Buck 变换器的阶跃响应

或

$$\dot{\hat{x}} = (\bar{A} - E \frac{D}{V_{\text{ref}}} F) \hat{x}$$

则闭环系统控制矩阵方程为

$$\bar{A}_{\text{CL}} = \bar{A} - E \frac{D}{V_{\text{ref}}} F$$

为了把闭环极点放置在

$P = 1000 * [(-0.2329 + 0.3232i) (-0.2329 - 0.3232i)]'$ ，计算反馈增益如下

$$P = 1000 * [-0.2329 + 0.3232i; -0.2329 - 0.3232i]$$

$$F = \text{place}(A, E * D/V_{\text{ref}}, p)$$

则

$$F = \{2.6600 \quad 0.3202\}$$

(c) 闭环矩阵

$$\bar{A}_{\text{CL}} = \bar{A} - E \frac{D}{V_{\text{ref}}} F$$

$$\bar{A}_{\text{CL}} = 1e4 \begin{bmatrix} 0.2000 & -0.0511 \\ 1.0638 & -0.2660 \end{bmatrix}$$

可以使用 $\text{eig}(\bar{A}_{\text{CL}})$ 检查闭环极点位置，给出

$$\text{ans} = (1e+2) * [-2.3239 + 3.23i \quad -2.329 - 3.232i]$$

图 7.17 所示为用于仿真的闭环控制 Buck 变换器原理图。为了分别得到开环和

闭环响应, 其中参数 loop 在仿真中从 0 到 1 变化。开环和闭环开关变换器开机后的瞬态响应如图 7.18 所示。从图中可以看到在开环状态下, 输出电压有一个明显的超调, 而在闭环状态下输出电压的响应类似一个带实数极点的二阶系统响应。开机后的瞬态响应与前面建立的模型并没有必然的联系, 因为这里有一个在线性化小信号近似模型中没有作处理的大信号变化。

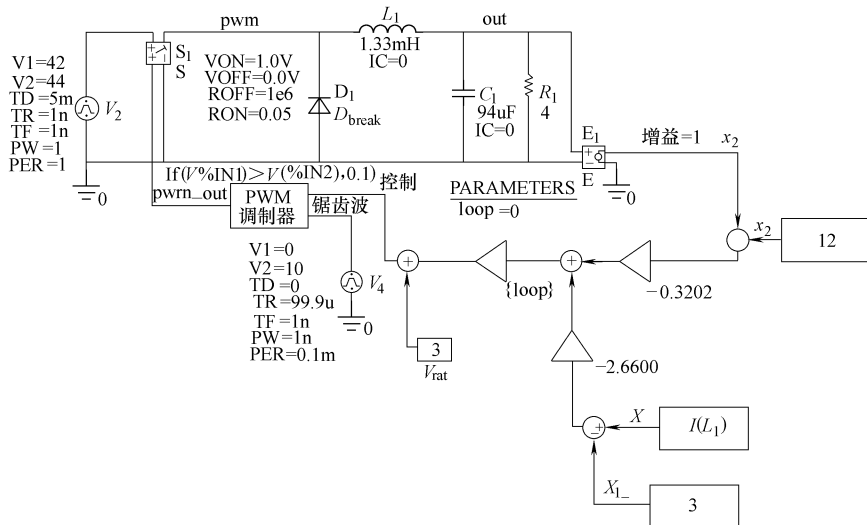


图 7.17 研究中的开关变换器的 PSpice 原理图

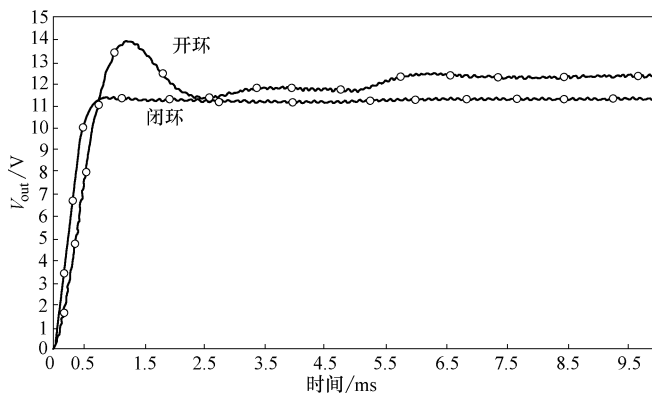


图 7.18 变换器在开环和闭环时的瞬态响应

在 5ms 时, 在输入电压上叠加一个小信号扰动, 将输入电压从 42V 突然增加到 44V 来模拟网侧瞬变。图 7.18 所示开环系统超调后进入另一个稳态, 闭环开关变换器输出电压几乎没有扰动。图 7.19 所示为 5ms 时输出电压的瞬变的放大, 闭环状态下变换器的动态响应和模型相符。

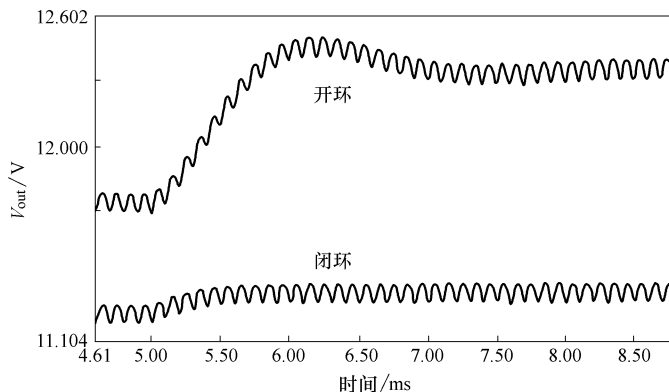


图 7.19 5ms 瞬态响应的扩展波形

然而，因为上述讨论的全状态反馈控制器是比例控制，所以存在着稳态误差。如果希望获得零稳态误差，那么控制器必须增加一个积分环节。

7.7 习题

- 如图 7.5 所示的补偿网络，在 1kHz 处有一个零点，在 5kHz 处有一个极点。在 4kHz 处，补偿网络的增益为 4。试确定：(a) C_1 , C_2 , R_1 和 R_2 的值，(b) 由补偿网络所引入的相位滞后，(c) 由补偿网络和误差放大器所引起的相移。
- 如图 7.8 所示的补偿网络，在 1kHz 处有一个双重零点，在 10kHz 处有一个极点，在 30kHz 处也有一个极点。双重零点处的增益为 0dB，假设 R_1 为 10k Ω 。试确定：(a) C_1 , C_2 , C_3 , R_2 和 R_3 的值。(b) 由补偿网络引起的相位滞后。
- 如图 7.13 所示的 Buck 变换器，其参数如下： $V_s = 12\text{V}$, $V_a = 5\text{V}$, $L_0 = 100\mu\text{H}$, $C_0 = 100\mu\text{F}$, $R_{\text{esr}} = 0.001\Omega$, $R_3 = 100\text{k}\Omega$, $f_s = 20\text{kHz}$ 。如果锯齿波峰值的幅度为 3V，闭环 Buck 变换器的增益穿越频率为 5kHz，设计相位裕度为 45 度的补偿网络 (Z_1 , Z_2)。
- 在穿越频率 5kHz 处，闭环 Buck 变换器所使用的误差放大器的增益为 20 dB。开环幅频特性曲线在穿越频率处的斜率为 -40dB/decade 。输出滤波电容和电感分别为 1000 μF 和 1mH。假定相位裕量为 45° ，试确定补偿网络和误差放大器的相位滞后。
- Buck 变换器有如下参数： $V_s = 12\text{V}$, $V_a = 5\text{V}$, $L_0 = 100\mu\text{H}$, $C_0 = 100\mu\text{F}$, $R_{\text{esr}} = 0.001\Omega$, $R_L = 5\Omega$, $f_s = 20\text{kHz}$ 。锯齿信号的峰值幅度为 3V。(a) 在电压模式情况下，选择一个稳定的闭环极点位置并计算出获得这个闭环极点所需的反馈增益。(b) 在电流模式下，选择一个稳定的闭环极点位置并计算出获得这个闭环极点所需要的反馈增益。(c) 增加一个动态环节，以获得零稳态误差。

第 8 章 开关变换器的离散时域建模

8.1 简介

微控制器和数字信号处理器 (DSP) 的最新进展, 使工作在适当频率的 DC - DC 开关变换器使用数字控制器成为可能。通常可以通过下面的方法得到离散时域模型: 离散化连续时域模型, 或直接推导离散时域模型。与连续时域模型相比, 离散时域模型描述变换器在采样时刻的特性。本章将研究开关变换器的两种离散时域模型。第一种是直接离散时域模型; 它更精确地描述了开关变换器的动态特性, 因此它比连续时域模型更准确。第二种是基于之前讨论过的连续时间小信号状态空间平均模型的离散时域模型。两种模型都可由数字控制器实现。不失普遍性, 本章将研究基于在一个开关周期内只有两种电路描述的开关变换器 (如在第 2 章介绍的工作在连续导电模式下的变换器) 的离散时域模型。当然, 可以用同一种方法研究在一个开关周期内有超过两种拓扑描述的开关变换器模型。

8.2 连续时域系统

连续时域系统的形式为

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \quad (8.1)$$

式 (8.1) 的时域解为

$$x(t) = e^{At}x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \quad (8.2)$$

式 (8.2) 是连续时域系统的一种精确描述。它表明, t 时刻的状态, 只取决于 t_0 时刻的状态和输入矩阵与转移矩阵的卷积, 而与两种状态之间的值无关。

8.3 直接离散时域模型

直接离散时域模型直接由描述变换器在采样时刻的离散方程导出^[65]。分别对式 (8.2) 在导通时间 (即, 从 t_n 到 $t_n + dT_s$) 和关断时间 [即从 $t_n + dT_s$ 到 $T_s(n+1)$] 上积分, 把第一区间的末态值作为第二区间的积分初始条件, 从而得到系统解。在第一区间上解得

$$x[t_n + dT_s] = \Phi_1(dT_s)x[t_n] + \int_{t_n}^{t_n + dT_s} \Phi_1(t_n + dT_s - \tau)B_1 u d\tau \quad (8.3)$$

或

$$x[t_n + dT_s] = \Phi_1(dT_s)x[t_n] + \int_0^{dT_s} \Phi_1(\xi)B_1 u d\xi \quad (8.4)$$

其中 $\Phi_1(dT_s) = e^{A_1 dT_s}$ ，是（指数形式的）状态转移矩阵， $\xi = t_n + dT_s - \tau$ 。

在第二区间上积分，得

$$x[t_n + dT_s] = \Phi_2(d'T_s)x[t_n + dT_s] + \int_0^{d'T_s} \Phi_2(\xi)B_2 u d\xi \quad (8.5)$$

其中， $d' = 1 - d$ ， $\Phi_2(d'T_s) = e^{A_2 d'T_s}$ 。

把第一区间的解代入第二区间的解中，得到一个开关周期的系统解：

$$x[t_n + T_s] = e^{A_2 d'T_s} e^{A_1 dT_s} x[t_n] + e^{A_2 d'T_s} \int_0^{dT_s} e^{A_1 \xi} B_1 u d\xi + \int_0^{d'T_s} e^{A_2 \xi} B_2 u d\xi$$

此式可化简为

$$x[t_n + T_s] = x[T_s(n+1)] = \Phi_T(d)x[t_n] + \Psi_T(d)u \quad (8.6)$$

其中

$$\Phi_T(d) = e^{A_2 d'T_s} e^{A_1 dT_s} \quad (8.7)$$

$$\Psi_T(d) = e^{A_2 d'T_s} \int_0^{dT_s} e^{A_1 \xi} B_1 u d\xi + \int_0^{d'T_s} e^{A_2 \xi} B_2 u d\xi \quad (8.8)$$

或

$$\Psi_T(d) = e^{A_2 d'T_s} (e^{A_1 dT_s} - I)A_1^{-1}B_1 + e^{A_2 d'T_s}A_2^{-1}B_2 \quad (8.9)$$

式（8.6）是开关变换器的非线性直接离散时域模型。系统矩阵取决于与控制变量占空比 d 存在函数关系的指数矩阵。因而，这个模型是非线性的离散时域模型。用这个模型可以研究开关变换器的非线性特性，或者实现非线性控制算法。然而，常用的方法是，对这个模型进行线性化处理，得到系统函数，然后使用线性控制方法。

8.4 直接离散模型的线性化

为了线性化由式（8.6）～式（8.9）描述的离散模型，定义

$$x = \bar{x} + \hat{x}$$

$$u = \bar{u} + \hat{u}$$

$$d = \bar{d} + \hat{d}$$

其中，“ $\bar{x}$ ”表示额定工作点，“ $\hat{x}$ ”表示小信号的变化量。离散系统的稳态条件是 $x[n] = x[n+1]$ 。令

$$x[t_n + 1] = f(x, d, u)$$

则

$$x[t_n + 1] = \bar{x} + \hat{x}[n + 1] = f(\bar{x}, \bar{d}, \bar{u}) + \hat{x}[n + 1]$$

用一阶泰勒级数近似

$$\hat{x}[n + 1] = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{\bar{x}, \bar{d}, \bar{u}} \hat{x} + \left. \frac{\partial f}{\partial d} \right|_{\bar{x}, \bar{d}, \bar{u}} \hat{d} + \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{\bar{x}, \bar{d}, \bar{u}} \hat{u} \quad (8.10)$$

根据式 (8.7) 和式 (8.9) 可以得出式 (8.10) 中 f 的表达式为

$$f = x[t_n + 1] = \Phi_T(d)x[t_n] + \Psi_T(d)u$$

使用下面指数矩阵的性质, 计算式 (8.10) 的导数:

$$1. e^{[A(t_1+t_2)]} = e^{At_1}e^{At_2}$$

$$2. \frac{d(e^{At})}{dt} = Ae^{At} = e^{At}A$$

导数矩阵的计算公式如下:

$$\hat{x}[n + 1] = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{\bar{x}, \bar{d}, \bar{u}} = e^{AT_s} = W \quad (8.11)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial d} \right|_{\bar{x}, \bar{d}, \bar{u}} = e^{AT_s(1-\bar{d})} B_1 T_s \bar{u} = Y \quad (8.12)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{\bar{x}, \bar{d}, \bar{u}} \hat{u} = e^{AT_s}(I - e^{-A\bar{d}T_s})AB_1 = Z \quad (8.13)$$

因此

$$\hat{x}[n + 1] = W\hat{x} + Y\hat{d} + Z\hat{u} \quad (8.14)$$

此式是线性化的直接离散模型。 W 表示状态增量矩阵, Y 和 Z 分别是占空比和输入电压增量的矩阵。

8.5 连续时域状态空间平均模型

假设开关变换器工作在连续导电模式, 且开关频率 $f_s = 1/T_s$ 恒定。假设在主开关导通区间 (即 t_{on}), 电路拓扑为 A_1 , 在主开关关断区间 (即 t_{off}), 电路拓扑为 A_2 。以矩阵形式写出电路方程, 得到系统的状态空间表达式

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (8.15)$$

因为在 t_{on} 和 t_{off} 区间, 系统有两种不同的拓扑, 所以开关变换器的特性由两组状态方程描述。在 t_{on} 区间, $nT_s < t < (n + d_n)T_s$, 对应第 n 个开关周期的状态方程为

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad (8.16)$$

注释：为了简化符号且不引起混淆，省去时间变量。例如，把 $\dot{x}(t)$ 写为 $\dot{x}$ 。同样，在 t_{off} 区间， $(n + d_n)T_s < t < (n + 1)T_s$ ，状态方程为

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u \quad (8.17)$$

式中， d_n 是占空比。

开关变换器的小信号模型可按参考文献 [64] 描述的步骤建立，即用式 (8.18) 和式 (8.19) 表示的开关函数将两组方程合并为单一方程。

$$d(t) = \begin{cases} 1 & \text{若 } nT_s < t < (n + d_n)T_s \\ 0 & \text{若 } (n + d_n)T_s < t < (n + 1)T_s \end{cases} \quad (8.18)$$

$$d'(t) = 1 - d(t) \quad (8.19)$$

那么

$$\dot{x} = (d(t)A_1 + d'(t)A_2)x + (d(t)B_1 + d'(t)B_2)u \quad (8.20)$$

必须指出，如果占空比 d_n 是恒定的，那么含有周期性系数的式 (8.20) 是线性的。然而，如果 d_n 是控制变量，那么式 (8.20) 是非线性的，因为此时占空比是状态变量的函数。尽管如此，如果占空比的扰动量很小，仍有可能得到线性模型。

输入变量和占空比可表示为一个额定值（以大写字母表示）加上一个扰动量（以带“^”的小写字母表示）。输入变量表示为

$$u = V_s + \hat{v}_s \quad (8.21)$$

占空比表示为

$$d_n = D + \hat{d}_n \quad (8.22)$$

开关函数也可表示为，一个稳态值 $\bar{d}(t)$ 加上一个扰动 $\hat{d}(t)$ ，例如

$$d = \bar{d} + \hat{d} \text{ 和 } d' = 1 - d \quad (8.23)$$

定义 $\bar{d}(t)$ 和 $\hat{d}(t)$ 为

$$\bar{d}(t) = \begin{cases} 1 & \text{若 } nT_s < t < (n + D)T_s \\ 0 & \text{若 } (n + D)T_s < t < (n + 1)T_s \end{cases} \quad (8.24)$$

和

$$\hat{d}(t) = \begin{cases} \text{sgn}(d_n - D) & \text{若 } t \in [(n + D)T_s, (n + d_n)T_s] \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8.25)$$

其中， $\text{sgn}()$ 是符号函数，式 (8.25) 为占空比扰动模型。

同样，状态向量可表示为，一个时变稳态值加上一个扰动

$$x = \bar{x} + \hat{x} \quad (8.26)$$

将式 (8.26) 代入状态方程，得到一个描述稳态和扰动响应表达式。令扰动量等于零，得到式 (8.20) 的稳态方程

$$\bar{\dot{x}} = (\bar{d}A_1 + \bar{d}'A_2)\bar{x} + (\bar{d}B_1 + \bar{d}'B_2)V_s \quad (8.27)$$

从全响应中减去稳态响应,得到状态向量的扰动表达式。假设扰动量足够小,以致于两个扰动量之积可以忽略,此表达式可线性化为

$$\dot{\hat{x}} = [\bar{d}A_1 + \bar{d}'A_2]\hat{x} + [\bar{d}B_1 + \bar{d}'B_2]\hat{v}_s + [(A_1 - A_2)\bar{x} + (B_1 - B_2)V_s]\hat{d} \quad (8.28)$$

与式(8.14)类似,式(8.28)是线性化的连续时域状态空间平均模型。第一项表示状态增量,第二项和第三项分别为输入电压和占空比的增量。

8.6 开关变换器的离散时域平均模型

本节在一个开关周期对连续状态空间方程式(8.28)求积分,得到开关变换器的离散模型。这个离散模型只描述变换器在每个周期某一时刻的小信号特性,并没有说明两个时刻之间发生了什么。由于积分的时间起始点是任意的,因此可以选择某一时刻,以使用状态向量求出占空比。这个时刻的选择取决于具体的算法。在以下分析中,选择 $(n+D)T_s$ 作为积分起点,此刻电感电流最大。

如参考文献[64]所述,在适当的区域内,可以用delta函数系列表示 $\hat{d}(t)$ (参见式(8.29)),其目的是得到式(8.28)的采样序列

$$\hat{d} \approx \hat{p}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\hat{d}_n T_s) \delta[t - (n+D)T_s] \quad (8.29)$$

在区间 $[(n+D)T_s, (n+1)T_s]$ 上,开关函数是 $\bar{d} = 0$ 和 $\bar{d}' = 1$ 。因此

$$\dot{\hat{x}} = A_2 \hat{x} + B_2 \hat{v}_s + K \hat{d}_n T_s \delta[t - (n+D)T_s] \quad (8.30)$$

其中

$$K = (A_1 - A_2)\bar{x}[(n+D)T_s] + (B_1 - B_2)V_s \quad (8.31)$$

由于 δ 函数仅在 $(n+D)T_s$ 处为非零值,因此积分得

$$\begin{aligned} \hat{x}[(n+1)T_s] &= e^{(A_1 D T_s)} e^{(A_2 D' T_s)} \hat{x}[(n+D)T_s] + e^{(A_2 D' T_s)} K T_s \hat{d}_n + \\ &\quad \int_{(n+D)T_s}^{(n+1)T_s} e^{A_2[(n+1)T_s - \tau]} B_2 \hat{v}_s d\tau \end{aligned} \quad (8.32)$$

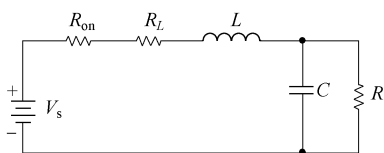
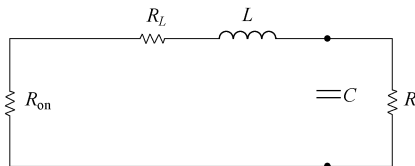
式(8.32)将 $(n+1)T_s$ 时刻的状态向量描述为,初始状态 $\hat{x}[(n+D)T_s]$ 和持续时间为 $\hat{d}_n T_s$ 的占空比的小信号扰动的函数。

现在已经建立了普通开关变换器的离散模型。用此模型可以估算占空比小信号变化量 $\hat{d}_n$ 所对应的系统响应。

例 8.1 建立如图 2.10 所示的同步 Buck 变换器的离散时域模型。

解:

图 8.1 和图 8.2 分别给出了在 t_{on} 和 t_{off} 区间内,同步 Buck 变换器的两种等效电路。 R_L 包括电感线圈的电阻和电流采样电阻。 R_{on} 是开关器件的导通电阻。

图 8.1 t_{on} 区间的等效电路: A_1 。图 8.2 t_{off} 区间的等效电路: A_2 。

为了建立状态空间模型,选取流过电感的电流和电容两端的电压为状态变量。由此,得到状态空间模型

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (8.33)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{\text{on}} + R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (8.34)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.35)$$

对于同步 Buck 变换器, $A_1 = A_2 = A$, 其离散时域模型为

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = e^{AT_s} \hat{x}[nT_s] + e^{AT_s} K T_s \hat{d}_n \quad (8.36)$$

和

$$K = B_1 V_s \quad (8.37)$$

8.7 习题

1. 试建立连续导电工作模式—电压控制型—Buck 变换器的离散时域模型。
2. 试建立断续导电工作模式—电流控制型—Buck 变换器的离散时域模型。
3. 试建立连续导电工作模式—电压控制型—Boost 变换器的离散时域模型。
4. 试建立断续导电工作模式—电流控制型—Boost 变换器的离散时域模型。
5. 试建立连续导电工作模式—电压控制型—Buck-Boost 变换器的离散时域模型。
6. 试建立断续导电工作模式—电流控制型—Buck-Boost 变换器的离散时域模型。

第 9 章 开关变换器的数字控制

9.1 简介

开关变换器的数字控制较模拟控制的优点是^[57~60,86,87]：参数变化的灵敏度较低，具有监控和自诊断能力，实现控制算法的难度由硬件转换到软件，能够使用更加复杂的控制技术，使测试和试验不同的控制算法更加灵活（不需要硬件电路的修改），具有更好的抗干扰和简单的软件更新能力等。开关变换器的数字控制较模拟控制的主要不足是^[57~60,86,87]：模-数转换、字长的限制、离散化的误差和微控制器价格的昂贵。

数字控制器的设计是求取差分方程或者传递函数的 Z 变换以便获得满足设计要求的闭环响应。数字控制器的设计方法主要有两种：连续化设计方法和离散化设计方法^[86]。第一种方法是设计出满足技术指标的连续控制器，然后再使用诸如：双线性变换，脉冲响应不变法，阶跃响应不变法，零极点对应法等方法，将其转换为离散控制器。这种设计方法的优点是能够使用连续系统的传统设计方法。然而，这种由连续到离散转换的设计方法并不完美，因此最终系统的性能不会和预期的完全一致。直接的数字设计方法包括求出控制对象的离散化模型，然后设计出满足技术指标的离散控制器。在 Z 域里，使用诸如频率响应，根轨迹，最少拍系统设计等方法直接设计离散控制器。

最常用的线性控制器是比例（P），比例-积分（PI），比例-积分-微分（PID）和状态反馈。本章将介绍用连续设计方法和离散设计方法设计 PID 控制器和状态反馈的设计实例。

9.2 比例控制器

如果开关变换器使用比例放大系数为 K_p 的比例控制器，则在输出电流和电压波形中可能会存在次谐波（开关频率的次谐波）振荡。比例控制器也会使输出电压存在稳态误差。因此，比例控制器通常不能用在宽范围参数变化的开关变换器中。因为 PI，PID 和状态反馈控制器具有更好的灵活性，也能够实现不同的设计要求而被广泛地应用。商业化的开关变换器可能将线性控制器和非线性算法相结合，实现系统性能的最佳化。

使用比例控制器控制的同步 Buck 变换器, 其电感电流和输出电压的次谐波振荡的典型仿真波形如图 9.1 所示。由图可知, 输出电压波形是含有开关纹波的标称值为 5V 直流电压。然而, 在电流波形中存在一个低频的调制。当传递函数至少有一个极点位于 Z 平面的单位圆上, 则出现次谐波振荡; 反之随着这个极点进一步移出单位圆, 幅度和频率都随之发生变化。这种振荡是由开关变换器的非线性动态行为引起的, 而这种行为不能用前面线性的模型表示, 从而导致了开关变换器的混沌现象。这些振荡在开关纹波上产生一个峰-峰值的变化, 然而这种现象并不碍大局。参考文献 [65] 给出了开关变换器的非线性动态行为的详细分析。

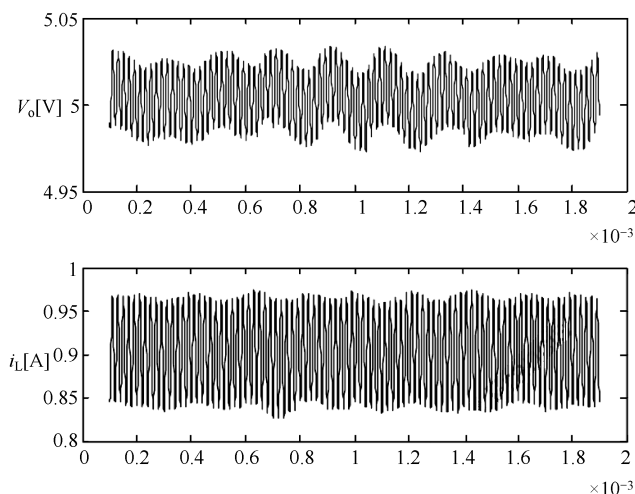


图 9.1 次谐波振荡

9.3 PID 控制器的连续化设计方法

连续化设计方法^[88,89]是首先在 S 平面设计 PID 控制器, 然后再用双线性变换, 脉冲响应不变法, 阶跃响应不变法, 零极点映射法等映射到 Z 平面, 以便将一个连续时域系统转化为离散时域系统。双线性变换法能够保持系统的稳定性; 但存在着频率失真。然而频率预校正可以克服这种失真。

在使用双线性变换时, 将连续传递函数中的 s 用下式替代

$$s \rightarrow \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (9.1)$$

得到对应的离散传递函数。

例 9.1 已知一个连续时域 PID 控制器的传递函数为

$$H(s) = \frac{as^2 + bs + c}{ds^2 + s}$$

试用双线性变换法求出其离散时域控制器。

解：将 $s \rightarrow \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}$ 代入 $H(s)$ ，得到其离散时域控制器 $H(z)$

$$H(z) = \frac{a\left(\frac{2}{T_s}\right)^2 \left(\frac{z-1}{z+1}\right)^2 + b \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} + c}{d\left(\frac{2}{T_s}\right)^2 \left(\frac{z-1}{z+1}\right)^2 + \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}}$$

令

$$A = a\left(\frac{2}{T_s}\right)^2$$

$$B = b \frac{2}{T_s}$$

$$D = d\left(\frac{2}{T_s}\right)^2$$

然后，将 A, B, D 代入公式，得到离散时域 PID 控制器的简化表达式

$$H(z) = \frac{(A+B)z^2 - (2A)z + (A-B+c)}{\left(D + \frac{2}{T_s}\right)z^2 - (2D)z + \left(D - \frac{2}{T_s}\right)}$$

9.4 全状态反馈的离散控制系统设计

若控制对象为如下的离散差分方程

$$x(n+1) = Ax(n) + Bu(n) \quad (9.2)$$

在控制系统中，控制策略是基于系统状态的测量而形成的。例如，开关变换器中最通用的反馈技术是状态的比例反馈。即： $u(n) = -Fx(n)$ ；则

$$x(n+1) = (A - FB)x(n) \quad (9.3)$$

通过求解系统的特征方程得到闭环极点

$$\det |zI - A + FB| = 0 \quad (9.4)$$

注意事项：

- 如果状态向量有 i 维，控制向量有 j 维，则 F 矩阵将会有 $i \times j$ 个元素。
- 如果用 (A, B) 表示的系统是能控的，则 F 的选择决定了闭环极点在 z 平面的位置。
- 如果 F 中的元素是实数，则闭环极点是实数或共轭复数。
- 如果被控对象是一个标量，如，开关变换器，则 F 是一个有 i 个元素列向量。如果特征方程的 i 个特征根是确定的，则 F 将是唯一的。
- 通过选择 F 中的元素，可以任意的配置闭环极点。

9.4.1 极点配置

选择闭环极点的一种方法是令开关变换器的传递函数为 i 阶的贝塞尔低通滤波器^[62]。贝塞尔滤波器的阶跃响应是无过冲的,因此这是开关变换器的一种理想阶跃响应。所设计的滤波器的阶跃响应能够满足建立时间的要求。在选择最小的建立时间时,应避免控制变量达到饱和。必须指出,贝塞尔滤波器没有零点,但是闭环开关变换器可能会有一个零点。因此,通过这种方法只能配置闭环极点。由于没有考虑闭环零点,所以有可能会影响系统的瞬态响应。为了最大限度地减少其影响,也许最实用的方法是检验这些零点是否大于且接近穿越频率。

选择闭环极点的方法有两种:第一种是通过连续系统要求设计出合适的模拟滤波器,然后再映射到 Z 平面;另一种方法是根据设计要求直接设计出离散滤波器。可以借助 MATLAB 的滤波器工具箱或者是其他的滤波器工具包,如, Filter Wiz, 设计各种滤波器。如果这些极点是在 S 域的,例如 $P_s = \{s_1, s_2\}$, 然后通过 $p_z = e^{p_s T_s}$ 映射到 Z 平面,得到 $p_z = \{z_1, z_2\}$ 。

9.4.2 反馈增益

通过给定的极点可以获得离散模型的反馈向量 L 中的元素值。通过 MATLAB 命令, $L = PLACE(\Phi_d, \Gamma_d, P)$, 能够计算出状态反馈矩阵 L , 其中 $\Phi_d - \Gamma_d \times L$ 的极点是由向量 P 确定的。

9.4.3 电压控制模式

在式 (8.36) 中,其控制输入为 $\hat{d}_n$ 。必须推导出在电压控制模式下 $\hat{d}_n$ 与状态变量和控制变量 $\hat{v}_{ref}$ 的近似函数表达式,即通过式 (6.3) 得

$$\hat{d} = \frac{D}{V_{ref}} \hat{v}_{ref} \quad (9.5)$$

式 (8.32) 给出了开关变换器的离散时域模型

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = e^{A_1 D T_s} e^{A_2 D' T_s} \hat{x}[nT_s] + e^{A_1 D T_s} e^{A_2 D' T_s} K T_s \hat{d}_n \quad (9.6)$$

改写上式为

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \Phi \hat{x}[nT_s] + \Gamma \hat{d}_n \quad (9.7)$$

其中

$$\begin{cases} \Phi = e^{A_1 D T_s} e^{A_2 D' T_s} \\ \Gamma = \Phi K T_s \\ K = (B_1 - B_2) V_s \end{cases} \quad (9.8)$$

将式 (9.5) 的 $\hat{d}_n$ 代入式 (9.7), 得

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \Phi \hat{x}[nT_s] + \Gamma \frac{D}{V_{\text{ref}}} \hat{v}_{\text{ref}} \quad (9.9)$$

如果采用全状态反馈且系统是能控的,那么可以任意地配置闭环极点使得到期望的瞬态响应。正比于系统的状态变量的反馈量 $\hat{v}_{\text{ref}}$ 为

$$\hat{v}_{\text{ref}} = -\mathbf{F} \hat{x}[nT_s] \quad (9.10)$$

向量 $\mathbf{F}$ 中的元素是实数,这些实数是对每一个状态变量的加权,并确定系统的闭环极点。替换系统模型中的 $\hat{v}_{\text{ref}}$ 可得

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \left[\Phi - \Gamma \frac{D}{V_{\text{ref}}} \mathbf{F} \right] \hat{x}[nT_s] \quad (9.11)$$

因此,式(9.11)右边方括号内的表达式是系统的闭环矩阵:

$$\Phi_{CL} = \left[\Phi - \Gamma \frac{D}{V_{\text{ref}}} \mathbf{F} \right] \quad (9.12)$$

则式(9.11)可改写为

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \Phi_{CL} \hat{x}[nT_s] \quad (9.13)$$

因此,通过正确选择向量 $\mathbf{F}$ 的值,可以任意地配置闭环极点。因此,使用这个控制策略,有可能得到期望的瞬态响应。然而,由于状态反馈是比例控制,所以,系统会存在稳态误差。

跟踪调节器的扩展状态模型 在前面章节研究了电压控制模式变换器的比例控制。这个控制器是在恒流负载条件下计算得到的。为了实现控制器对负载变化的无静差跟踪,需要在控制器中增加一个积分环节,即伴随一个附加的动态过程。图9.2所示为全状态反馈的数字跟踪系统,增加的环节用 Φ_a, Γ_a, L_2 表示^[62]。

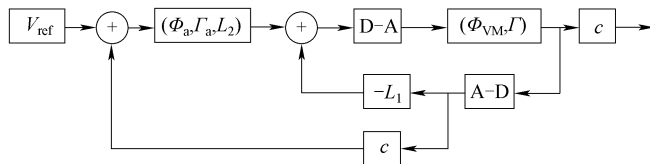


图 9.2 全状态反馈的数字跟踪系统

图9.2所示的设计模型可以通过定义一个组合向量获得其状态方程:

$$\mathbf{x}_d[n] = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_L[n] \\ \mathbf{v}_c[n] \\ \mathbf{x}_a[n] \end{bmatrix} \quad (9.14)$$

$\mathbf{x}_a$ 是附加积分环节对应的状态向量。对于两级串联的状态空间系统,设计模型的

状态空间表示为

$$\Phi_d = \begin{bmatrix} \Phi & 0 \\ \Gamma_a c_a & \Phi_a \end{bmatrix}, \Gamma_d = \begin{bmatrix} \Gamma \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9.15)$$

其中 c_a 是输出量与状态量的相关系数, 其表达式为 $y = c_a x$ 。

可以为 (Φ_d, Γ_d) 设计一个调节器, 其反馈增益向量可以分块表示为

$$L = [L_1 \quad L_2], \quad (9.16)$$

L_1 包括 L 的前 n_e 个元素, 其中 n_e 是被控系统的阶数。 L_2 是 L 的剩余部分, 它是输出量与状态量之间的相关系数, 其表达式为 $y_a = L_2 x_a$ 。通过配置闭环系统的极点位置求取 L 。参考文献 [62] 给出了 (Φ_d, Γ_d) 的详细求解步骤。这种结构的主要优点是, 如果实际的闭环系统是稳定的, 则实际的系统将会无静差地跟踪参考输入。这是开关变换器所期望的特性。

在第14章将介绍一个电压控制模式同步 Buck 变换器数字控制的设计实例。

9.4.4 电流控制模式

为了实现同步 Buck 变换器的电流控制, 必须将式 (8.36) 中的 $\hat{d}_n$ 表达为状态变量和控制变量 $\hat{i}_p$ 的函数, 通过式 (6.6) 得到其表达式为

$$\hat{d}_n = \frac{\partial d_n}{\partial x_1} \hat{x}_1 + \frac{\partial d_n}{\partial x_2} \hat{x}_2 + \frac{\partial d_n}{\partial i_p} \hat{i}_p, \quad (9.17)$$

其中

$$\begin{aligned} x_1 &= i_L \\ x_2 &= v_c \end{aligned} \quad (9.18)$$

式 (9.18) 和式 (6.6) 有出入, x_2 的含义不同

因此

$$\hat{d}_n = \frac{\partial d_n}{\partial i_L} \hat{i}_L + \frac{\partial d_n}{\partial v_c} \hat{v}_c + \frac{\partial d_n}{\partial i_p} \hat{i}_p \quad (9.19)$$

通过式 (6.10)、式 (6.18) 和式 (6.22) 能够得到式 (9.19) 中的偏导数为

$$\frac{\partial d_n}{\partial i_L} = - \frac{L}{(V_d - V_c) T_s} \quad (9.20)$$

$$\frac{\partial d_n}{\partial v_c} = \frac{D}{V_d - V_c} \quad (9.21)$$

$$\frac{\partial d_n}{\partial i_p} = \frac{L}{(V_d - V_c) T_s} \quad (9.22)$$

令,

$$\omega_1 = \frac{\partial d_n}{\partial x_1}, \omega_2 = \frac{\partial d_n}{\partial x_2}, \omega_3 = \frac{\partial d_n}{\partial i_p}, \boldsymbol{\Omega} = [\omega_1 \quad \omega_2] \quad (9.23)$$

将式 (9.23) 代入式 (9.19) 得

$$\hat{d}_n = \underbrace{[\omega_1 \quad \omega_2]}_{\hat{d}_{CM}} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\omega_3}_{\hat{d}_F} \hat{i}_p \quad (9.24)$$

因此, 占空比的扰动 $\hat{d}_n$ 能够表示成电流模式 $\hat{d}_{CM}$ 与反馈 $\hat{d}_F$ 的和

$$\hat{d}_n = \hat{d}_{CM} + \hat{d}_F \quad (9.25)$$

通过式 (9.7) 可以得到开关变换器的离散模型

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \Phi \hat{x}[nT_s] + \Gamma \hat{d}_n \quad (9.26)$$

可以表示为

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \Phi \hat{x}[nT_s] + \Gamma (\hat{d}_{CM} + \hat{d}_F) \quad (9.27)$$

因此

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \Phi \hat{x}[nT_s] + \Gamma \Omega \hat{x}[nT_s] + \Gamma \omega_3 \hat{i}_p \quad (9.28)$$

通过合并同类项, 上式可改写为

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \Phi_{CM} \hat{x}[nT_s] + \Gamma \omega_3 \hat{i}_p \quad (9.29)$$

因此, 电流控制模式的开关变换器的系统矩阵为

$$\Phi_{CM} = \Phi + \Gamma \Omega \quad (9.30)$$

上式表明, 当变换器工作在电流控制模式时, 因为存在着一个隐含反馈 $\Gamma \Omega$, 闭环系统的动态特性不同于开环系统。这种隐含反馈导致一些开关变换器在电流控制模式时不能稳定工作^[48,66]。

对于无损的同步 Buck 变换器, 当 $D < 0.5$ 时, Φ_{CM} 的极点位于单位圆内; 当 $D > 0.5$ 时, Φ_{CM} 的极点位于单位圆外。如果采用全状态反馈且系统是能控的, 则任意的配置闭环系统的极点使得系统稳定并得到期望的瞬态响应。负反馈 $\hat{i}_p$ 与状态量成比例

$$\hat{i}_p = -F \hat{x}[nT_s] \quad (9.31)$$

替换系统模型中的 i_p 得

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = [\Phi_{CM} - w_3 \Gamma F] \hat{x}[nT_s] \quad (9.32)$$

因此, 等式右边方括号内的表达式就是系统的闭环矩阵

$$\Phi_{CL} = [\Phi_{CM} - \omega_3 \Gamma F] \quad (9.33)$$

所以

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \Phi_{CL} \hat{x}[nT_s] \quad (9.34)$$

通过合理选择向量 F ，能够任意配置闭环系统的极点。然而，由于控制器没有积分环节，所以，系统一定存在着稳态误差。对于恒定负载电流控制模式的变换器，即使占空比大于 50%，也没有斜坡补偿，使用这种控制策略系统也是稳定的。如前所述，如果占空比大于 50% 的状态时系统是不稳定的。

跟踪调节器的扩展状态模型 前面研究了电流控制模式变换器的比例控制。这个控制器是在恒流负载条件下推导出来的。为了消除静态误差，如图 9.3 所示增加了一个动态过程。附加的动态过程用 Φ_a, Γ_a, L_2 表示，这些变量表示全状态反馈的数字跟踪系统。 L_2 是输出量和状态量的相关系数，其表达式为 $y_a = L_2 x_a$ 。

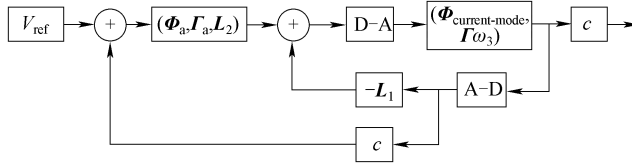


图 9.3 全状态反馈的数字跟踪系统

图 9.3 所示的设计模型可以通过定义一个组合向量获得其状态方程

$$x_d[n] = \begin{bmatrix} i_L[n] \\ v_c[n] \\ x_a[n] \end{bmatrix} \quad (9.35)$$

x_a 是附加积分环节对应的状态向量。对于两级串联的状态空间系统，设计模型的状态空间表示为

$$\Phi_d = \begin{bmatrix} \Phi_{CM} & 0 \\ \Gamma_a c_a & \Phi_a \end{bmatrix}, \Gamma_d = \begin{bmatrix} \Gamma \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (9.36)$$

其中， c_a 是输出量与状态量的相关系数，其表达式为 $y = c_a x$ 。

可以为 (Φ_d, Γ_d) 设计一个调节器，其反馈增益向量可以分块表示为

$$L = [L_1 \quad L_2], \quad (9.37)$$

L_1 包括 L 的前 n_e 个元素，其中 n_e 是被控系统的阶数（对于同步 Buck 变换器， $n_e = 2$ ）。 L_2 是 L 的剩余部分。通过配置闭环系统的极点位置求取 L 。文献 [62] 给出了 (Φ_d, Γ_d) 的详细求解步骤。这种结构的主要优点是，如果闭环系统是稳定的，则系统将会无静差的跟踪参考输入。这是开关变换器所期望的特性。在第 14 章将介绍数字控制同步 Buck 变换器的完整设计实例。

9.5 习题

1. Buck 变换器的参数如下: $V_s = 12\text{V}$, $V_a = 5\text{V}$, $L_o = 100\mu\text{H}$, $C_o = 100\mu\text{F}$, $R_{\text{esr}} = 0.001\Omega$, $R_L = 5\Omega$, $f_s = 20\text{kHz}$ 。锯齿波的峰值电压为 3V , 试配置一个稳定的闭环极点, 并计算出在电压控制模式下这些闭环极点对应的反馈增益。
2. 如问题 1 中的变换器, 试配置一个稳定的闭环极点, 并计算出在电流控制模式下这些闭环极点对应的反馈增益。
3. 如问题 1 中的变换器, 试设计一个附加动态环节, 实现无静差控制。
4. 如问题 2 中的变换器, 试设计一个附加动态环节, 实现无静差控制。

第 10 章 交错并联变换器

10.1 简介

交错并联变换器是通过开关变换器的并联得到的。这些变换器通常共用一个输出滤波器。交错并联变换器与一般单相变换器相比，具有以下几个优点：在效率超过 90% 的前提下，输入、输出电容上的电流纹波小，负载变化时的动态响应更快^[90]，处理功率的能力更强。交错并联变换器可以通过错相驱动每个并联变换器的控制信号来实现，使得有效开关频率得到提高，通常用于负载要求纹波很小的情况。新一代的个人计算机就具有这样的要求，它的 CPU（中央处理器）的核心供电电压和电流分别为 1V 和 130A^[91]，采用错相驱动串、并联组合的功率变换器，交错并联变换器在开关音频放大器中也得到了应用^[92]。另外，交错并联技术使得变换器的元器件及其发热分散到更大的面积上。

10.2 交错并联 Buck 变换器

图 10.1 所示为一个两相交错并联 Buck 变换器。输出电容 C_1 的充电电流由相同的两个并联变换器的输出电感 L_1 和 L_2 提供，每个电感的充电电流来自于每个独立的变换器。如果两个开关由相同的 PWM 信号驱动，那么 L_1 与 L_2 相当于并联，因此得到一个等效输出电感更小的 Buck 变换器，只是每个开关中流过的电流只有

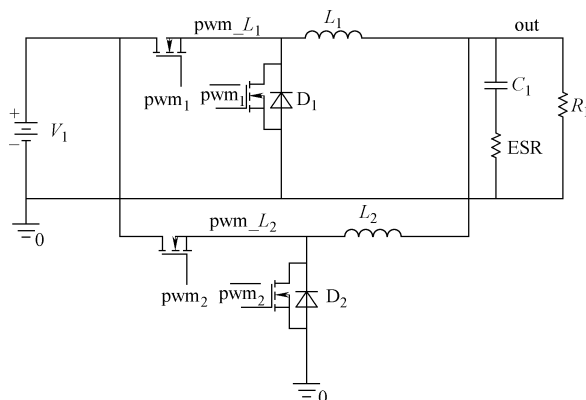


图 10.1 交错并联 Buck 变换器

一半；而如果驱动开关采用错相的 PWM 信号， pwm_1 和 pwm_2 ，它们相位相差 $2\pi/n$ ，这里 n 是指并联的单元数量，（本例中 $n=2$ ）可以减小输出电容的纹波电流。

图 10.2 所示为一个两相交错并联 Buck 变换器的 PSpice 仿真电路。仿真电压、电流波形如图 10.3 所示。可以看到，电感电流 I_{L_1} 和 I_{L_2} 之间的相位差为 180° ，而频率均与开关频率相同。电感纹波电流均为 245mA 左右。在稳态下， I_{L_1} 、 I_{L_2} 之和就等于输出电容充电电流与负载平均电流之和。 I_{L_1} 、 I_{L_2} 之和的电流纹波为 80mA，而频率为开关频率的 2 倍。由于此纹波电流决定电容纹波电压，所以电容纹波电压比普通单 Buck 变换器减小了许多。需要注意输出纹波电压的频率也是开关频率的 2 倍。

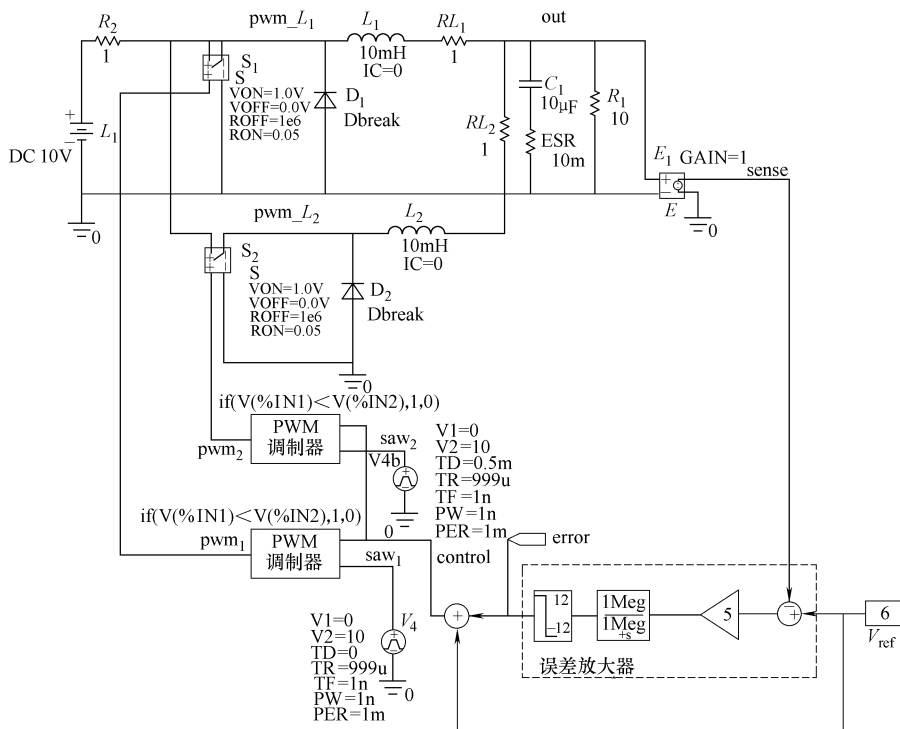


图 10.2 两相交错并联 Buck 变换器的 PSpice 仿真电路

交错并联变换器的输入和输出纹波电流总是小于或等于单个变换器^[93]。在特定的工作条件下，甚至可以得到零纹波电流，如两相交错并联 Buck 变换器工作在 50% 占空比情况下，可惜只有在开环工作下才能达到这个条件。在闭环控制情况下，控制器自动调整占空比以补偿负载和电源的波动，因此失去了零纹波的工作条件。不过，在接近零纹波工作点附近，在占空比小幅变化的情况下工作还是可能的。

如图 10.2 所示，控制信号 pwm_1 和 pwm_2 通过用相位相差 180° 的 2 路锯齿波分别与同一个控制信号比较而得到。在实际应用中，可以用一个移位寄存器或一个计数器和一个解码器来产生移相时钟脉冲^[94]。

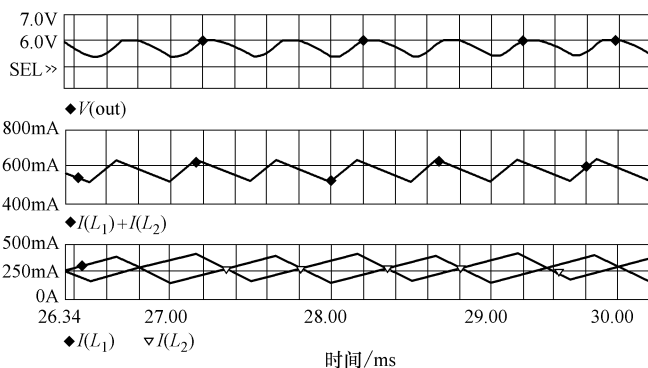
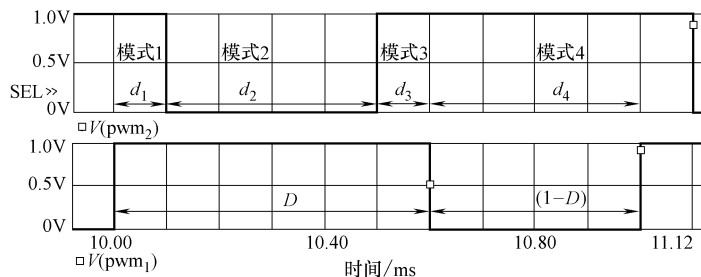


图 10.3 交错并联 Buck 变换器仿真电压电流波形

10.2.1 状态空间平均模式

图 10.4 所示为用于驱动图 10.2 中交错并联 Buck 变换器开关的 PWM 信号： pwm_1 和 pwm_2 ，共有 4 个工作模式。在模式 1 时， pwm_1 和 pwm_2 均为高电平，模式 1 持续时间为 d_1 ；在模式 2 时， pwm_1 为高电平， pwm_2 为低电平，模式 2 的持续时间为 d_2 。模式 3 与模式 1 类似，即 pwm_1 和 pwm_2 均为高电平，持续时间为 d_3 ；最后在模式 4 时， pwm_1 为低电平， pwm_2 为高电平，持续时间为 d_4 。

图 10.4 开关驱动信号， pwm_1 和 pwm_2

由电路对称性，可得

$$d_1 = d_3, d_2 = d_4, d_1 + d_2 = 0.5 \quad (10.1)$$

由于有三个独立储能元件，变换器可以采用一个三阶系统模型。选取状态变量

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_c \end{bmatrix} \quad (10.2)$$

状态空间模型为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}V_S \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}_u V_S \end{aligned} \quad (10.3)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{2d_1 + d_2}{L_1} \\ \frac{2d_1 + d_2}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}, C = [0 \quad 0 \quad 1], D_u = 0 \quad (10.4)$$

电压调整率为

$$V_a = V_S D \quad (10.5)$$

所有变换器单元都是相位交错的, 在稳定工作状态下电流大小相同。采用 Miftakhutdinov 提出的控制策略^[90]可以提高瞬态响应, 即在负载发生瞬态变化时所有的变换器单元同时切换到同一个工作模式。在此条件下, 交错并联变换器就可以等效为单个变换器, 与原来的交错并联变换器相比, 它具有相同的输入电压 V_S , 以及更小的输出电感 $L_{ob} = L_i/n$ 。因此, 输出滤波器的转折频率提高, 使得瞬态响应更快。

10.3 交错并联 Boost 变换器

图 10.5 所示为两相交错并联 Boost 变换器的电路原理图, 如图 10.6 所示为相对应的 PSpice 仿真电路。如图所示, 两个变换器具有相同的输入电压 V_S , 并共用同一个输出电容 C_1 。控制信号 pwm_1 , pwm_2 相位相差 180° , 由于这里 $n=2$, 也可以说 $2\pi/n$, 如图 10.7 所示。输入电流等于电感电流之和 $I_{L_1} + I_{L_2}$ 。由于电感电流相位相差 180° , 于是输入电流纹波很小。再加上 Boost 变换器输入电流连续的特性, 使得这个电路非常适合应用于个人计算机电源以及功率因数校正^[95]。

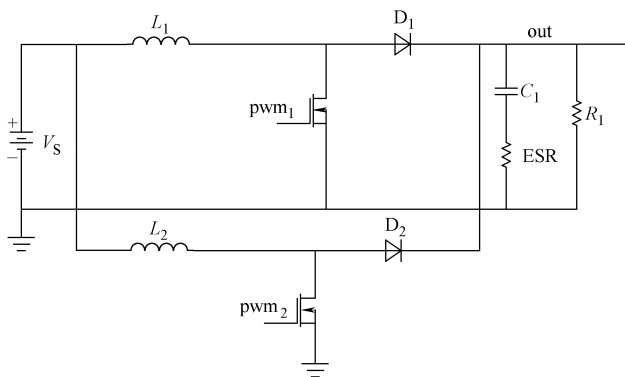


图 10.5 交错并联 Boost 变换器

10.3.1 状态空间平均模式

与交错并联 Buck 变换器类似, 对于连续导电模式 (CCM) 下, 可得

$$d_1 = d_3, d_2 = d_4, d_1 + d_2 = 0.5 \quad (10.6)$$

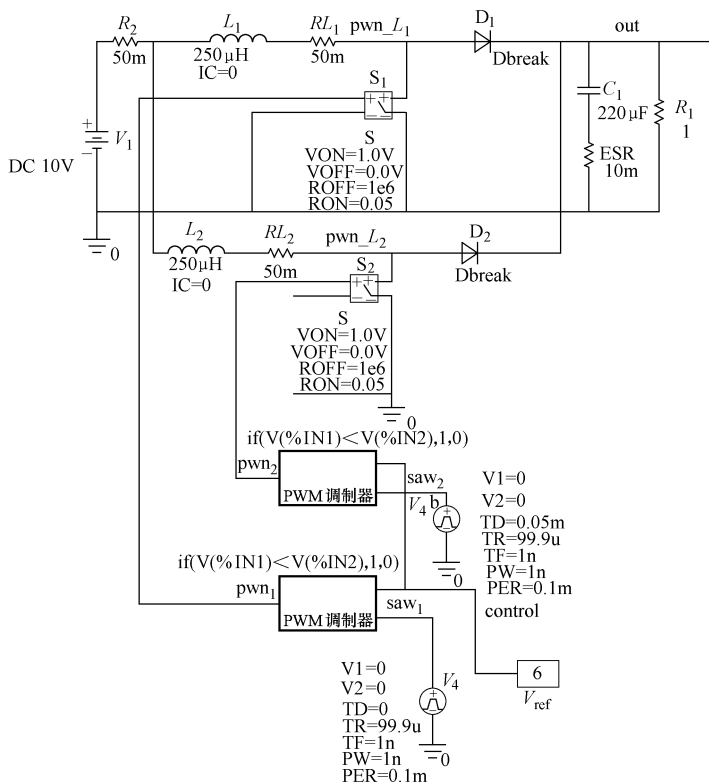


图 10.6 交错并联 Boost 变换器 PSpice 仿真电路

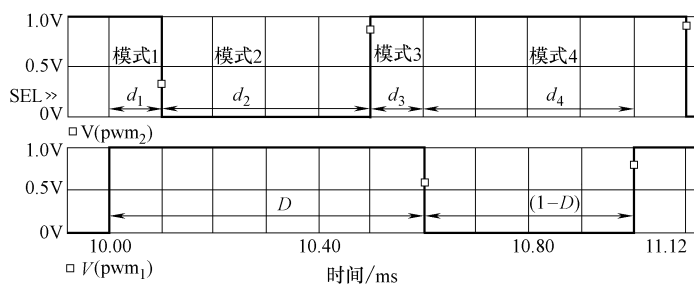


图 10.7 交错并联 Boost 变换器的 PWM 和电流波形

由于有 3 个独立储能元件，变换器可以采用一个 3 阶系统模型来模拟。选取状态变量

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_c \end{bmatrix} \quad (10.7)$$

状态空间模型为

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}V_s \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}_u V_s\end{aligned}\quad (10.8)$$

其中

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{A}} &= \mathbf{A}_1 d_1 + \mathbf{A}_2 d_2 + \mathbf{A}_3 d_3 + \mathbf{A}_4 d_4 \\ \bar{\mathbf{B}} &= \mathbf{B}_1 d_1 + \mathbf{B}_2 d_2 + \mathbf{B}_3 d_3 + \mathbf{B}_4 d_4 \\ \mathbf{C} &= [0 \quad 0 \quad 1] \\ \mathbf{D}_u &= 0\end{aligned}\quad (10.9)$$

图 10.8 所示为输入电流和两个电感电流放大的波形。由于占空比不是 50% (如 $D=0.6$)，两个电感中的电流纹波叠加后并不能完全抵消。不过输入纹波电流只有 500mA，而每个电感纹波电流为 1.5A。通过使占空比向 0.5 靠近或者增加并联单元的数量，输入电流纹波可以进一步减小。

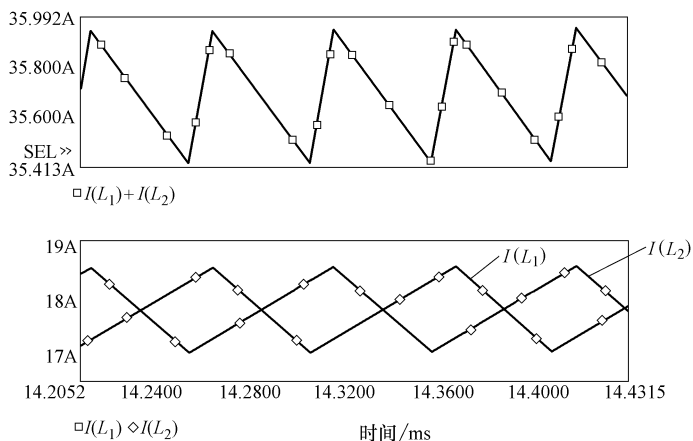


图 10.8 输入电流和电感电流

图 10.9 所示为交错并联 Boost 变换器仿真的输出电流、电压波形。当仿真参数为 $P_o=200\text{W}$ ， $f_s=10\text{kHz}$ ，以及 $C_1=220\mu\text{F}$ 时，输出纹波电压为 1V 左右。提高开关频率或增大输出电容可以减小输出电压纹波。

图 10.10 所示为交错并联 Boost 变换器在 CCM 条件下不同工作模式的等效电路。每个模态的状态矩阵可由下面式子来计算：

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10.10)$$

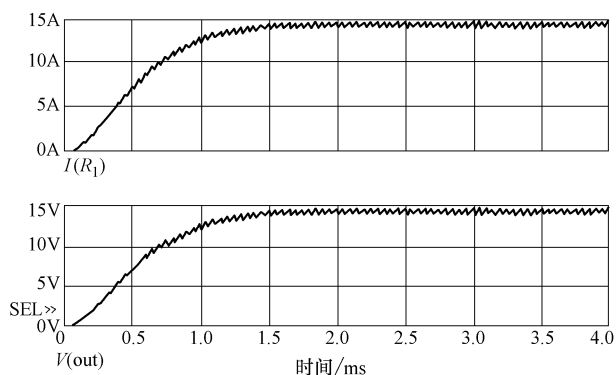


图 10.9 交错并联 Boost 变换器输出电流、电压波形

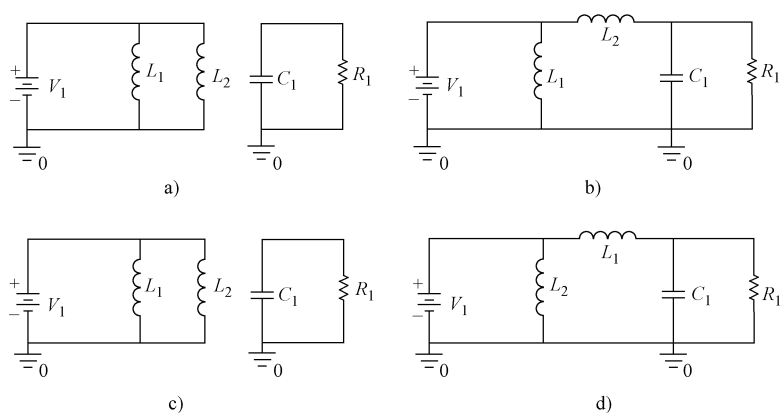


图 10.10 交错并联 Boost 变换器在 CCM 条件下不同工作模式的等效电路

a) 模式 1 b) 模式 2 c) 模式 3 d) 模式 4

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & \frac{-1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10.11)$$

以及

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C} & 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10.12)$$

于是

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-d_4}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{-d_2}{L_2} \\ \frac{-d_4}{C} & \frac{-d}{C} & \frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [0 \quad 0 \quad 1], \mathbf{D}_u = 0 \quad (10.13)$$

电压调整率可以通过电感 L_1 上的伏-秒平衡来计算:

$$d_1 V_1 + d_2 V_1 + d_3 V_1 + d_4 (V_1 - v_c) = 0 \quad (10.14)$$

由于

$$d_1 + d_2 + d_3 = D \text{ 以及 } d_4 = (1 - D) \quad (10.15)$$

得

$$v_c = \frac{V_s}{d_4} = \frac{V_s}{(1 - D)} \quad (10.16)$$

此表达式与在 CCM 条件下单相或者单个 Boost 变换器的表达式相同。

10.4 基于电流模式工作的交错并联变换器

如图 10.11 所示, 通过并联 N 个相同的 Boost 变换器, 可以衍生出一系列基于电流模式控制 (CMC) 的交错并联变换器。Giral 等人提出了一种基于二进制状态转换图的电流模式控制错相驱动的方法^[96]。在二进制转换图中, 全部开关的状态均由二进制符号表示, “1”表示开关导通, “0”表示开关关断。从 2^N 个可能的二进制状态中, 选择一个状态转换周期序列以产生变换器波形所需的 $2\pi/N$ 的相位。在稳态下, 全部二进制状态具有相同的持续时间, 而周期序列为每个状态注入一个 $1/N$ 的补充占空比, 于是平均输出电压为 N 倍输入电压。

以 $N=3$ 为例进行分析, 控制由一个环宽为 Δi 的滞环比较器、组合逻辑和一个移位寄存器实现。在 PSpice 仿真模型中采用流控电压源 H_1 作为电流传感器, 比较器采用 If () 语句的 ABM1 模块实现。

相应的状态转换图如图 10.12 所示。从状态 011 ($S_3 S_2 S_1$) 开始, 当满足条件 $i_2 > i_3 + \Delta i$ 时, 转移至下个状态 110。变换器将维持这个状态直至条件 $i_3 > i_1 + \Delta i$ 满足, 状态转移至 101。变换器将维持这个状态直至条件 $i_1 > i_2 + \Delta i$ 满足, 状态转移至初始状态 011, 周期重复。

开关频率 f_s 与滞回宽度成反比:

$$\begin{aligned} f_s &= \frac{V_g}{L} \frac{D}{(N-1)\Delta i} \\ &= \frac{V_g}{L} \frac{N-1}{N} \frac{D}{(N-1)\Delta i} \\ &= \frac{V_g}{L} \frac{D}{N\Delta i} \end{aligned} \quad (10.17)$$

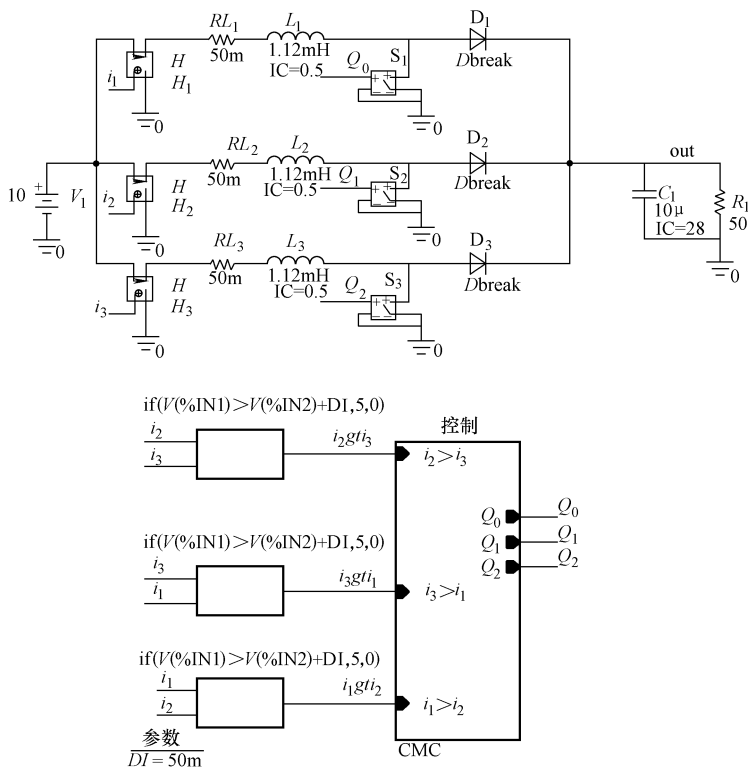


图 10.11 电流模式控制 (CMC) 的交错并联 Boost 变换器

这里 V_g 是输入电压, D 是稳态占空比, L 是单个变换器的电感值。

10.4.1 纹波的计算

交错并联变换器的一个主要特点就是可以减小纹波。在本例中, 关注的输入电流纹波将得到大大的消减。图 10.13 给出了稳态下电容电流、输出电压和不同的电感电流 ($N=3$) 波形。如图 10.13 所示, 每个电感中纹波电流 ΔI_L 刚好是控制器滞环宽度的 2 (即 $N-1$) 倍。

输出纹波电压的表达式为

$$\Delta v_o = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \frac{D'T}{2} = \frac{(N-1) \Delta i D'T}{8C} \quad (10.18)$$

它与单个电感中的纹波电流有关, 因此, 通过提高开关频率减小 ΔI_L 也可以减小小输出电压纹波。另外, 增大 C 值同样可以减小 Δv_o 的值。

考虑到 $D' = 1/N$ 以及 $T = 1/f_s$, 于是

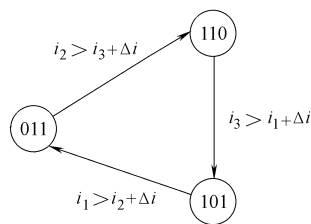


图 10.12 控制状态图

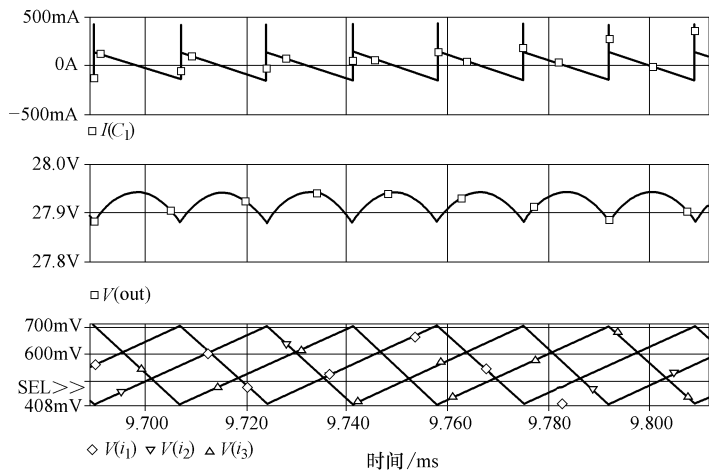


图 10.13 CMC 交错并联 Boost 变换器电压电流波形

$$\Delta v_o = \frac{L(N-1)\Delta i^2}{8CV_g} \quad (10.19)$$

可以发现, 如果减小 L 值输出电压纹波亦可得到改善。考虑电流纹波不变, 增加变换器的个数会使 Δv_o 增大。

输入电流纹波幅值为

$$\Delta I_g = \frac{2}{9\sqrt{3}} \frac{\Delta v_o}{L} D'T = \frac{2}{36\sqrt{3}} \frac{\Delta I_1}{LC} (D'T)^2 = \frac{1}{18\sqrt{3}} \frac{\Delta I_1}{LC} \left(\frac{T}{N}\right)^2 \quad (10.20)$$

因此, 增加 N 可以减小输入电流纹波。图 10.14 所示为采用此种拓扑得到的电流纹波减小的情况, 比较了输入电流和单个电感中的电流。图 10.15 所示为放大的波形, 输入纹波电流为 $460\mu\text{A}$, 而每个电感中的纹波电流为 280mA , 衰减率约

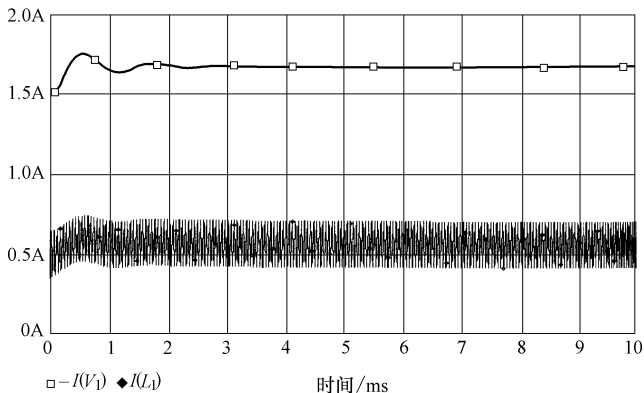


图 10.14 输入电流与电感电流比较

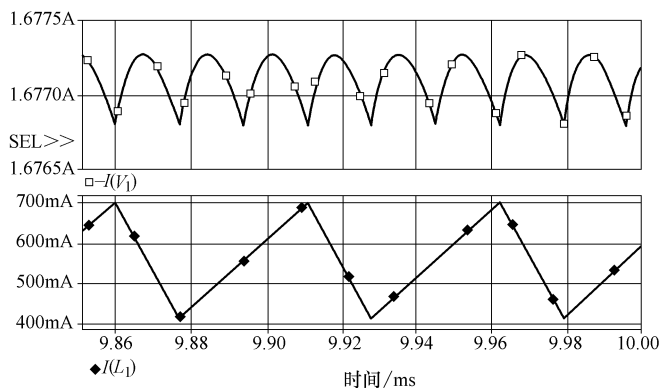


图 10.15 输入电流纹波与电感电流纹波比较

为 $1/600$ 。本例揭示了此拓扑的主要优点，即可以实现输入电流接近零纹波。

10.4.2 变换器的数量

尽管输入和输出纹波都可以很小，却不可能同时独立控制输入电流和输出电压的平均值。选择 N 的首要原则可以从输出电压或输入电流的规格来确定。由于 $D = N/(N-1)$ ， N 增大会使得占空比越来越接近上限 100% 。假设实际的占空比限制为 $D_{\max} = 0.9$ ，那么相应的 $N_{\max} = 10$ 。

10.5 功率因数校正

由于电力系统中的非线性负载降低了功率因数并产生谐波，使得市电电能质量恶化。因此，理想的用电设备或电子系统应该按单位功率因数从电网吸收正弦电流，即表现为纯电阻性负载。大多数用电设备或电子系统的设计都满足日本、北美洲和欧洲的市电电压范围，即 $85 \sim 264\text{V}$ (AC)。此外，典型的全范围输入电压功率因数校正拓扑必须满足各种限制输入电流谐波分量的标准，如 IEEE-519 或 EN61000-3-2（连接在公共低压配电系统的装置），并且还要满足其他针对传导和辐射的标准。基于 Boost 变换器的典型输入变换器拓扑即可以满足以上的要求。单相市电接口最常用的拓扑由 Mohan 等人提出^[27]，它采用电流滞环控制迫使输入电流跟踪全波整流后的正弦波参考电流。Miwa 等人^[95]提出采用交错并联技术以降低开关频率以及相关损耗。

图 10.16 所示为一个采用交错并联技术的全球通用 AC-DC 电源的例子。采用一个两相的交错并联 Boost 变换器作为交流端接口，它的输出电压为输入电压的 2 倍。参考电流 I_{refl} 与所需的输入电流成正比。通过滞环控制强制输入电感电流 I_{L_1} 跟踪参考电流 I_{refl} ，如图 10.17 所示。另一个输入电感中的电流 I_{L_2} 相当于 I_{L_1} 的相位延迟 $2\pi/N$ 。

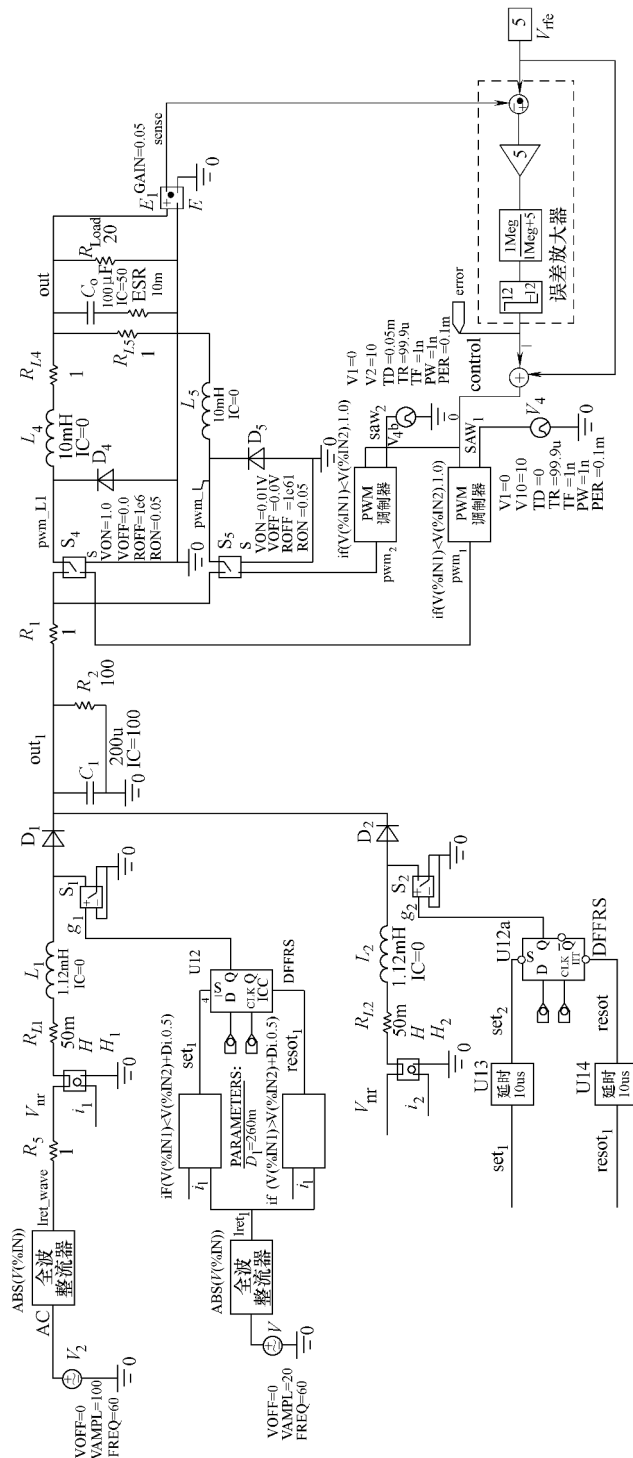


图10.16 采用交错并联技术的全球通用AC-DC电源

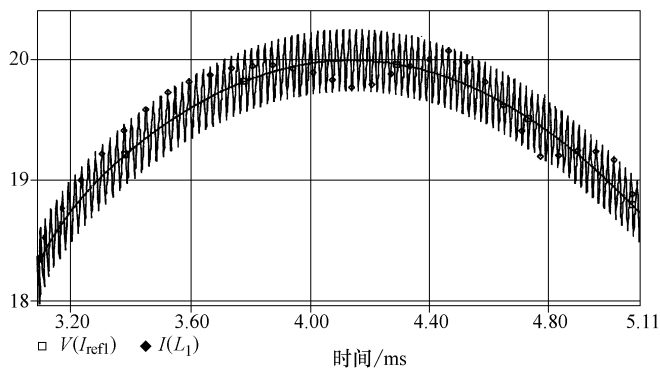


图 10.17 参考电流与输入电感电流

图 10.18 所示为输入电压波形 $V(AC)$ 和总输入电流波形 $I(R_S)$ 。我们注意到输入电流是一个与输入电压同相位的经全波整流后的正弦波。这使得变换器的表现就类似于一个纯电阻性负载，电流畸变程度很低。图 10.18 的下半部分所示为前级 Boost 变换器输出电压 $V(out1)$ 和直流输出电压 $V(out)$ 。注意到 $V(out1)$ 接近 200V（输入电压的 2 倍），并且纹波电压较大，达到 60V。而后一级就是在前面分析过的交错并联 Buck 变换器。设置参考电压使得它在零纹波工作点（ $D=0.5$ ）附近。这样就保证了采用较小的输出电容而使直流输出电压纹波很小。

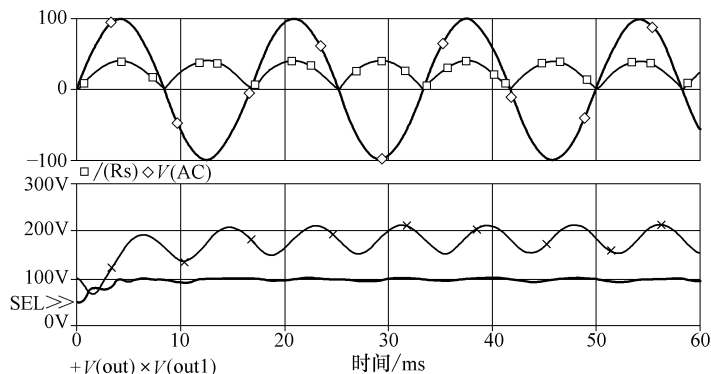


图 10.18 交错并联型全球通用 AC-DC 电源的输入、输出波形

10.6 习题

1. 图 10.1 所示交错并联 Buck 变换器状态空间平均模型如下：

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & \frac{-1}{R_1 C_1} \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{2d_1 + d_2}{L_1} \\ \frac{2d_1 + d_2}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [0 \quad 0 \quad 1], \mathbf{D}_u = 0$$

2. 利用图 10.1 所示的交错并联 Buck 变换器, 设计一个 10V 输入、3V 输出的电压调节器, 仿真分析输出电压纹波。
3. 考虑图 10.1 所示的交错并联 Buck 变换器在固定占空比 $D = 0.5$ 工作, 设计一个开关变换器, 使之置于不可调 DC 输入电压与交错并联变换器之间。此变换器应作为预调节单元产生所需电压, 使得交错并联变换器恒定输出 3V 电压。并比较有 (习题 3) 无 (习题 2) 预调节单元时的输出纹波电压。
4. 改进图 10.16 所示的全球通用 AC-DC 电源, 使得它适用于 AC 输入电压 85 ~ 264V。提示: 与此市电接口连接的负载消耗的功率不变, 必须用反馈为每个输入电压级重新计算一个不同的参考电流。

以这个电路又称为倍压电路；但是由于电路中的损耗，使得这个电路的输出电压通常会小于 2 倍的输入电压。我们可以看到传输能量的电容 C_1 在充电时和电压源是并联的，但是在放电时和电压源是串联的。

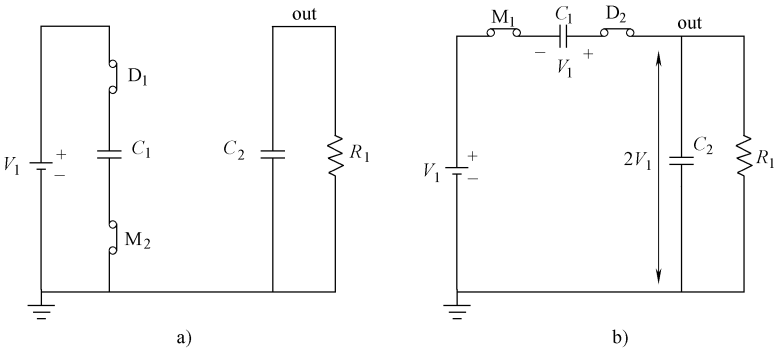


图 11.2 基本升压 SCC 的等效电路
a) M_2 开通时的等效电路 b) M_1 开通时的等效电路

图 11.3 和图 11.4 所示分别是图 11.1 中基本升压 SCC 的稳态电压和电流波形图，其中 M_1 的占空比为 25%。注意当 C_2 通过 M_1 充电时输出电压是如何增加的。当 M_2 闭合时 C_2 通过负载电阻放电，输出电压下降。因为电压降落在非理想开关器件上，这使得这个输出电压的平均值小于 20V。

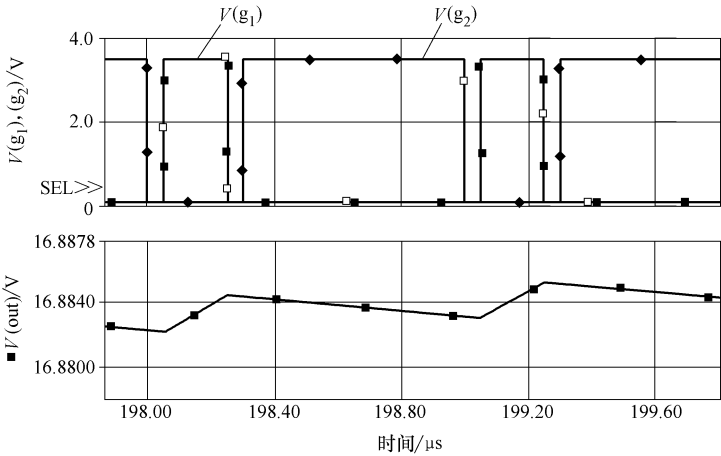


图 11.3 基本升压 SCC 稳态波形（占空比为 25%）

平均负载电流 $I(R_1)$ 接近 17mA，流过开关管的电流 $I(D_1)$ 和 $I(D_2)$ 分别增加到 45mA 和 135mA。因为充、放电电流仅仅受电路的损耗所限制，因此它们可以很大，这样降低了电路的效率，使 EMI 更为严重。

图 11.5 所示是占空比为 50% 时的基本升压 SCC 的稳态波形。我们注意到即使

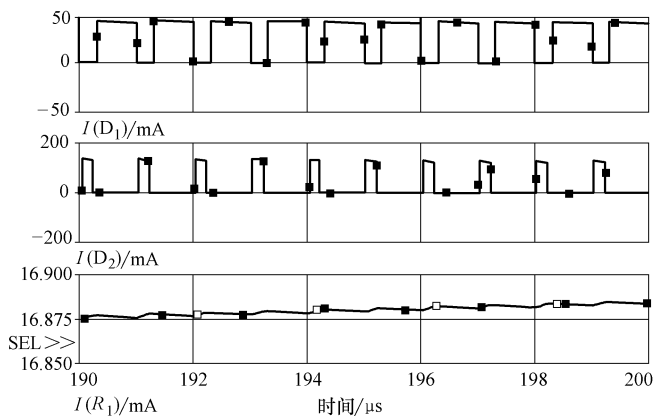


图 11.4 基本升压 SCC 的稳态电流波形

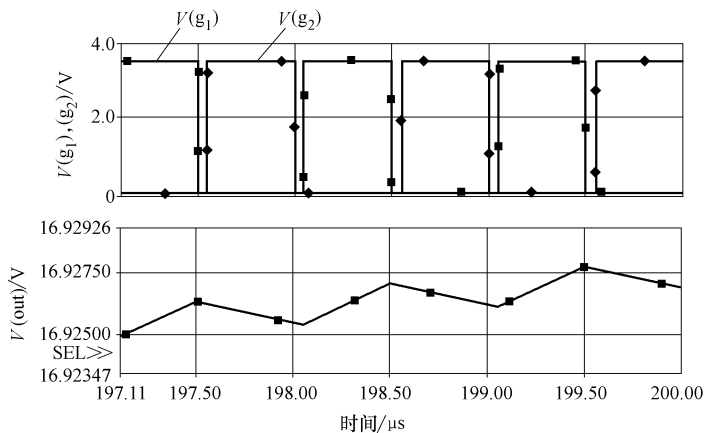


图 11.5 基本升压 SCC 稳态电压波形 (占空比为 50%)

占空比变化很大 (从 25% 变到 50%), 输出电压也基本不变。这证明很难通过改变占空比来调节输出电压。

11.2.2 基本降压变换器

基本降压 SCC 如图 11.6 所示, 根据两个互补开关 M_1 和 M_2 的不同状态, 电路有两个工作模式。在稳态情况下 $V_{C_1} > V_{C_2} > 0^\ominus$ 。当 M_1 开通 ($V(g_1) = hi$), C_1 和 C_2 通过 D_2 串联, 如图 11.7a 所示。电压源 V_1 对电容 C_1 充电, 相应的稳态波形如图 11.8 所示。当充电电流 $I_{C_1} < I_{R_1}$ (见图 11.9) 时, 由 C_2 来提供剩余的负载电流; 因而当 C_1 在充电时, I_{C_2} 是负的 (即 $I_{C_2} = I_{C_1} - I_{R_1}$)。

当 M_2 开通时, 这两个电容是并联, 如图 11.7b 所示。因为 $V_{C_1} > V_{C_2}$, 所以由电

$^\ominus$ 理想开关: $V_{C_1} = V_{C_2} = V_1/2$ 。

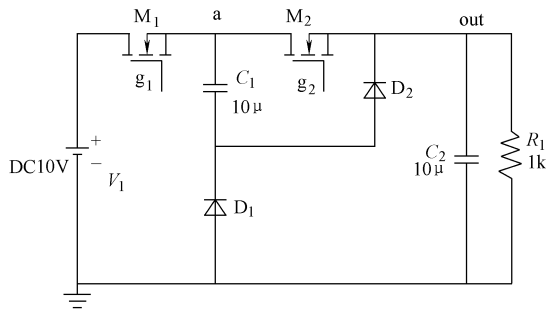


图 11.6 基本降压 SCC

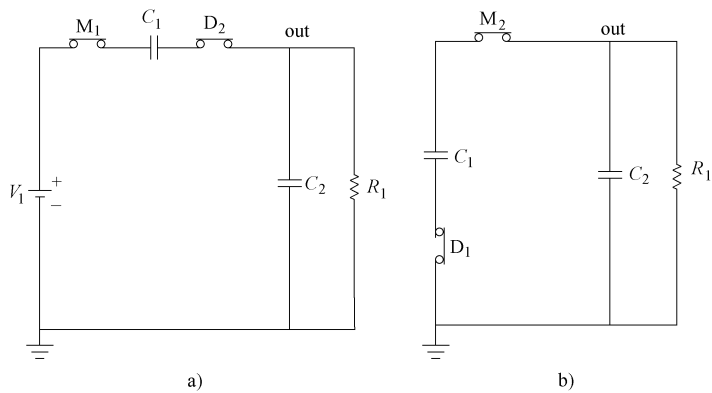


图 11.7 基本降压 SCC 的等效电路

a) M_1 开通时的等效电路 b) M_2 开通时的等效电路

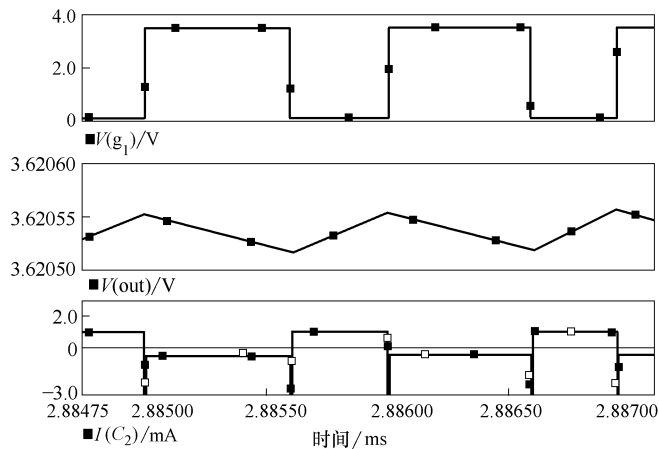


图 11.8 基本降压 SCC 稳态输出电容波形

容 C_1 给电容 C_2 充电，并提供负载电流。

图 11.9 所示为流过两个电容和负载的电流波形。当 C_1 充电时， C_2 通过负载放电；另一方面，当 C_1 放电时，它有足够大的电流来给 C_2 充电，并提供负载电流。

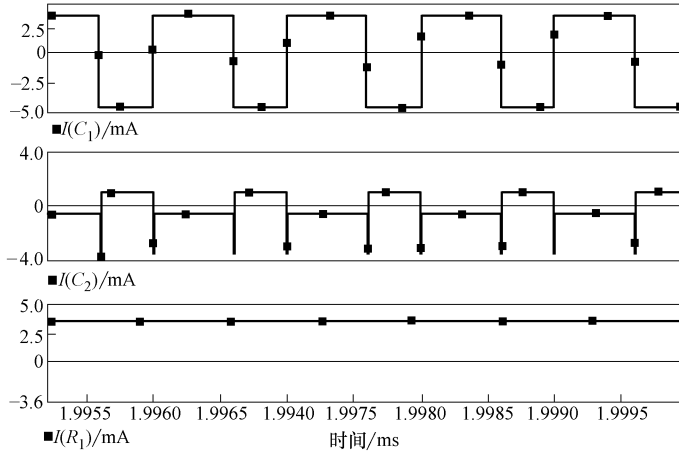


图 11.9 基本降压 SCC 稳态电流波形

11.2.3 基本电压极性反向变换器

输出电压极性反向 SCC 如图 11.10 所示，理想情况下反向输出电压为 $-V_1$ 。但是因为开关器件上有压降，所以得到的输出电压幅值一般都偏小。这个电路有两种工作模式。当 M_1 开通时，电容 C_1 充电至 V_1 ，电压极性如图 11.11a 等效电路所示。

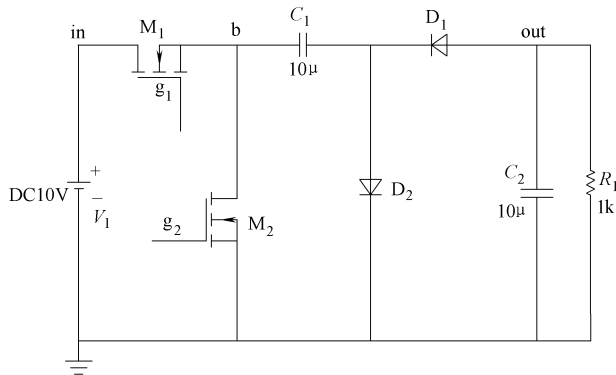


图 11.10 电压极性反向变换器

当 M_2 开通时， C_1 通过二极管 D_1 和输出电容 C_2 相连，得到极性相反的输出

电压。这种工作模式的等效电路如图 11.11b 所示。

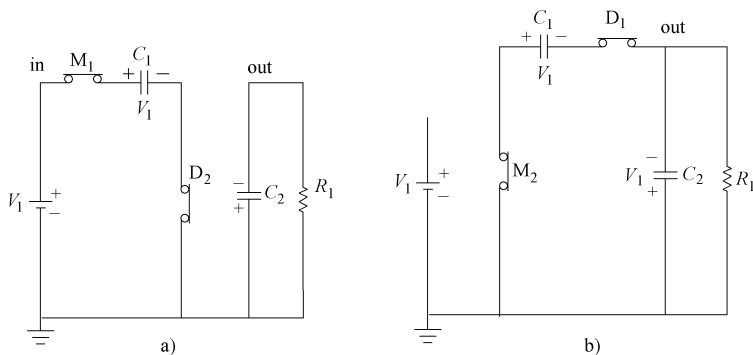


图 11.11 基本电压极性反向 SCC 的等效电路

a) M_1 开通时的等效电路 b) M_2 开通时的等效电路

11.3 其他开关电容变换器拓扑

在 11.2 节中分析的基本 SCC 拓扑的输出电压是由其拓扑结构决定的。因为其缺乏灵活性而限制了它们的使用。为了克服这种限制，提出了许多可替换的拓扑^[98,99]。这些拓扑通过控制占空比来改变传输比。本节将分析其中的一些电路。

11.3.1 降压变换器

在参考文献 [98] 中, Cheong 等人提出了通过选择合适的稳态占空比来固定 SCC 的传输比。如图 11.12 所示的电路, 该拓扑有 4 个控制开关 $M_1 \sim M_4$, 2 个能量转换电容 C_1 和 C_2 , 1 个输出电容 C_o 和 1 个输入电容 C_i , R_L 为负载电阻。

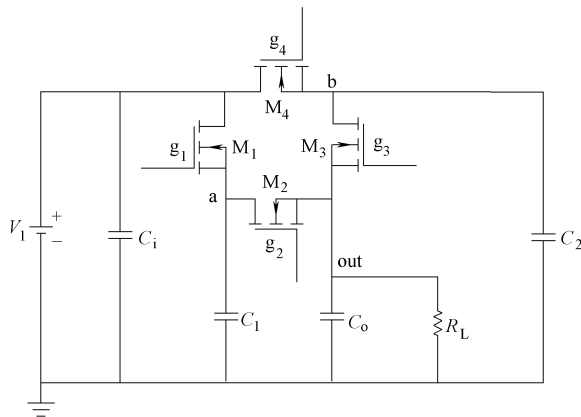


图 11.12 降压 SCC

这个变换器有 4 种工作模式。4 个开关 $M_1 \sim M_4$ 的栅极信号 $g_1 \sim g_4$ 如图 11.13 所示。图 11.13 的时序图对应电压传输比为 0.5 的情况。栅极信号 g_2 和 g_3 是占空比为 50% 的互补信号。栅极信号 g_1 和 g_4 分别在 nT_S 和 $(n+0.5)T_S$ 开通。 g_1 和 g_4 有相同的脉冲宽度 t_{on} 。

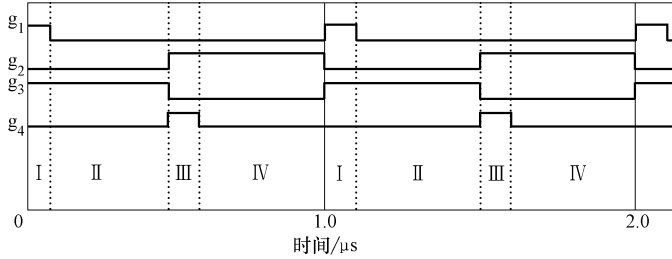


图 11.13 栅极信号

在工作模式 1 时, M_1 和 M_3 都开通, 其等效电路如图 11.14a 所示。电容 C_1 充电到略高于 $V_1/2$ 。考虑到杂散电阻上的损耗, 充电时间 T_{on} 一定要足够, 使得在模式 2 时可以输出 $V_1/2$ 的电压。在模式 1 期间, C_2 通过负载放电。在模式 2 时, C_2 继续通过负载放电, 此时 C_1 被断开。在模式 3 时, C_2 充电到略高于 $V_1/2$, C_1 通过负载放电。在模式 4 时, C_2 断开, C_1 继续提供负载电流。

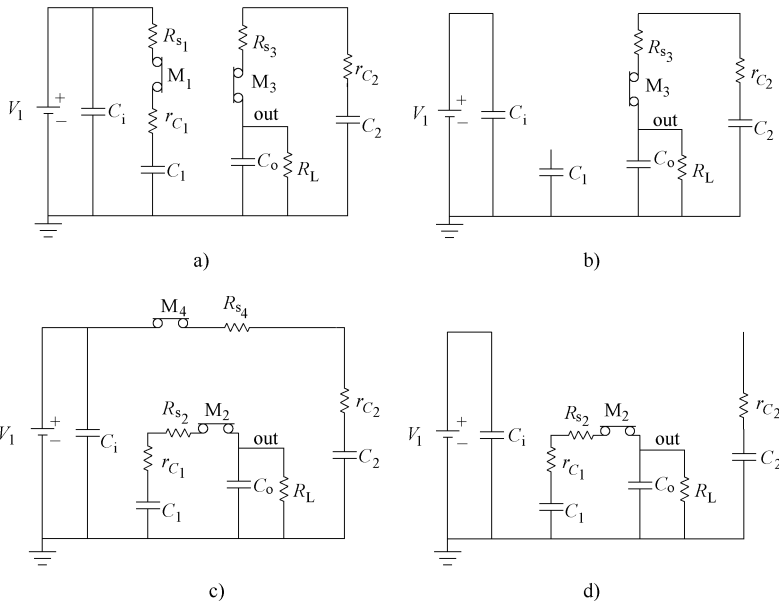


图 11.14 4 个工作模式等效电路

a) 模式 1 等效电路 b) 模式 2 等效电路 c) 模式 3 等效电路 d) 模式 4 等效电路

C_1 和 C_2 的放电时间需要认真计算,以使得它们的电压在模式 2 和模式 4 结束时略低于 $V_1/2$ 。这个条件可以保证输出电压的平均值恒定,并且纹波比较小。

占空比决定于开关 M_1 和 M_3 开通的时间,定义为

$$d = \frac{t_{\text{on}}}{T_s} \quad (11.1)$$

其中, d 恒小于 0.5。对于其他的电压传输比,需要调整模式 1 和模式 3 的持续时间,使得对电容 C_1 和 C_2 充电到略高于输出电压。输出电压的调整可以通过输出电压负反馈 PWM 控制器实现。

状态空间平均模型 在状态空间平均法中^[66],我们使用描述开关拓扑状态空间的平均值作为变换器在每个开关周期变换器的状态空间值。由于在每个开关周期,变换器在两种拓扑之间切换,因此对每个拓扑的状态空间方程进行组合就可得到全状态空间的表达式。

在阶段 dT 期间时,电路描述为

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_d x + B_d u \\ y &= C_d x + D_d u \end{aligned} \quad (11.2)$$

当阶段 $(1-d)T$ 期间时,电路描述为

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_{(1-d)} x + B_{(1-d)} u \\ y &= C_{(1-d)} x + D_{(1-d)} u \end{aligned} \quad (11.3)$$

那么,状态空间平均方程为

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (11.4)$$

其中

$$\begin{aligned} A &= dA_d + (1-d)A_{(1-d)} \\ B &= dB_d + (1-d)B_{(1-d)} \\ C &= dC_d + (1-d)C_{(1-d)} \\ D &= dD_d + (1-d)D_{(1-d)} \end{aligned} \quad (11.5)$$

通过使用状态空间平均法,可以得到变换器的平均状态等式如下:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + BV_1 \\ x &= [V_{C_1} \quad V_{C_2} \quad V_{C_0}] \\ y &= V_2 = V_{C_0} \end{aligned} \quad (11.6)$$

忽略输入电容和输出电容的等效串联电阻,其状态矩阵如下:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(1/2)+d}{C_1(R_S+r_{C_1})} & 0 & \frac{1}{2C_1(R_S+r_{C_1})} \\ 0 & -\frac{(1/2)+d}{C_2(R_S+r_{C_2})} & \frac{1}{2C_2(R_S+r_{C_2})} \\ \frac{1}{2C_0(R_S+r_{C_1})} & \frac{1}{2C_0(R_S+r_{C_2})} & -\frac{1}{2C_0}\left(\frac{1}{R_S+r_{C_1}}+\frac{1}{R_S+r_{C_2}}+\frac{2}{R_L}\right) \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} d/C_1(R_S+r_{C_1}) \\ d/C_2(R_S+r_{C_2}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad C = [0 \quad 0 \quad 1] \quad y = C(-A^{-1}B) \quad (11.7)$$

对式 (11.7) 求解, 可得电压传输比如下:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + ((R_S+r)/R_L)(1 + (1/2d))} \quad (11.8)$$

其中 $R_S = R_{S_1} = \dots = R_{S_4}$ 为 MOSFET 的导通电阻, r_{C_i} 为电容的等效串联阻抗, R_L 为输出电阻。通过式 (11.8) 可以得到在不同输出电阻情况下电压传输比和占空比的关系图, 如图 11.15 所示。

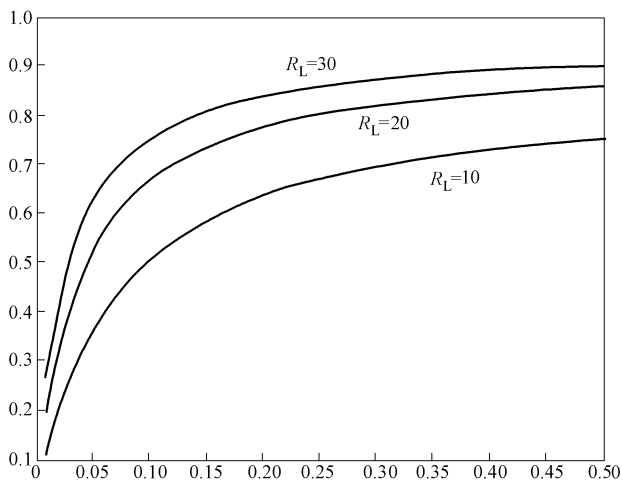


图 11.15 电压转换比和占空比的关系

图 11.16 所示为电容 C_1 、 C_2 、 C_0 两端的电压值 (a 点、b 点和 out 点)。注意当输出电压为 6.2V 时, a 点和 b 点的电压值是如何迅速趋于一致的。图 11.17 所示为开关频率是 1MHz 时的栅极信号波形以及负载电阻 R_L 为 20Ω 时输出电压的纹波, 从图中可以看出当负载电流为 300mA 时, 输出电压纹波为 $18\mu V$ 。

11.3.2 升压变换器

升压 SCC 如图 11.18 所示, 由基本单元 (C_1 、 C_2 、 S_2 、 S_3 和 S_4)、电压源 V_1 、

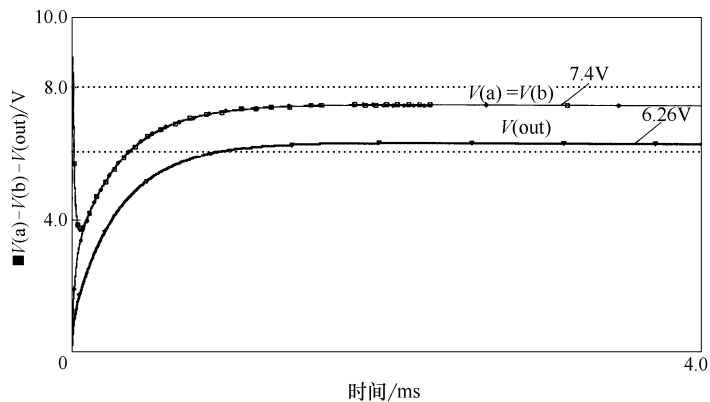


图 11.16 降压 SCC 的电压波形

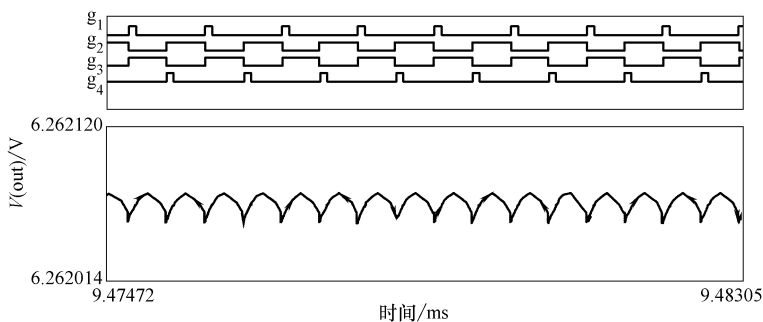


图 11.17 栅极信号和输出电压纹波

输入开关 S_1 、输出开关 S_5 、输出电容 C_o 和负载电阻 R_L 组成。这个电路有两种工作模式，即充电模式和放电模式。

充电模式和放电模式的等效电路分别如图 11.19a、b 所示。在充电模式期间，能量转换电容 C_1 和 C_2 并联充电，开关 S_1 、 S_2 和 S_3 开通。在放电模式期间，电容 C_1 和 C_2 通过 S_4 串联，并通过 S_5 向负载放电。因此充电模式下电压相等的两个电容在放电模式中串联

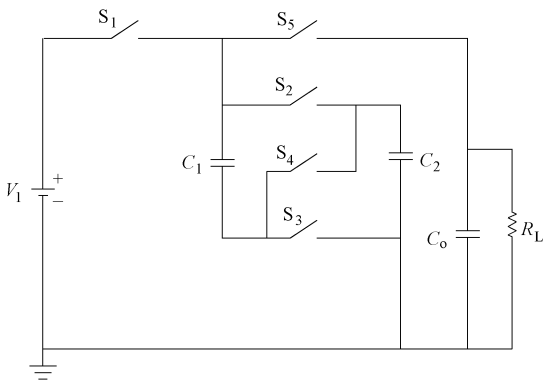


图 11.18 升压 SCC

相接使得输出电压增加为 $V_{C_1} + V_{C_2}$ 。这个电路供电的最大输出电压为 $2V_1$ 。

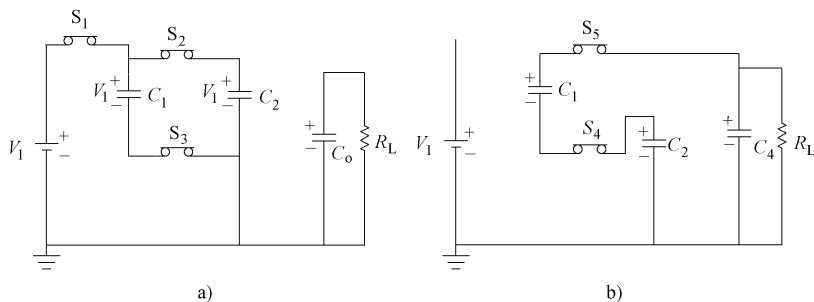


图 11.19 充电模式和放电模式的等效电路

a) 充电模式 b) 放电模式

11.3.3 n 阶降压 SCC

如图 11.20 所示, n 阶降压 SCC 的输出电压可以灵活调节^[99]。这 n 个单元电路都堆在输出电容 C_o 上。每一阶都是由 1 个电容 C_i 和 3 个开关 S_i 、 S_{ig} 和 S_{io} 组成。通过闭合所有开关 S_i ($S_1 \sim S_n$), 给各个能量转换电容串联充电 (见图 11.20b)。在充电模式阶段末的电容电压值取决于充电电流源的大小, 而电流源大小是由开关 S_M 工作的饱和区间漏极电流所决定。因为这些开关器件 S_i 工作于 50% 的占空比, 所以能量传递电容的电压大小由开关 S_M 的栅极电压大小所控制

$$i_D = K(v_{GS} - V_T)^2 \quad (11.9)$$

这就是 SCC 电流控制模式的基本原理^[100]。

在放电模式期间, 开关 S_{ig} 和 S_{io} 开通, 其他的开关都断开, 等效电路如图 11.20c 所示。能量传输电容并联放电, 输出电压能降到的最大值为 V_1/n 。

稳态输出电压为

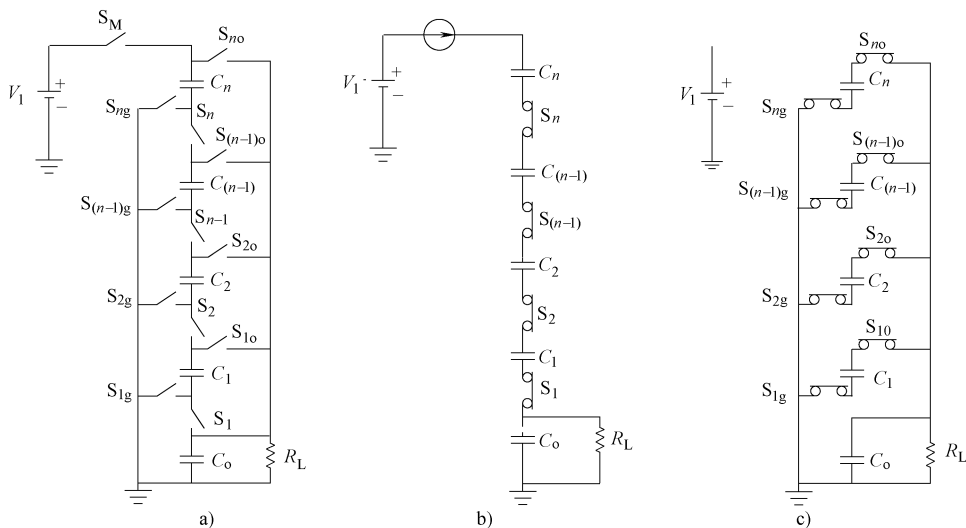
$$V_o = dI_{on}R_L \quad (11.10)$$

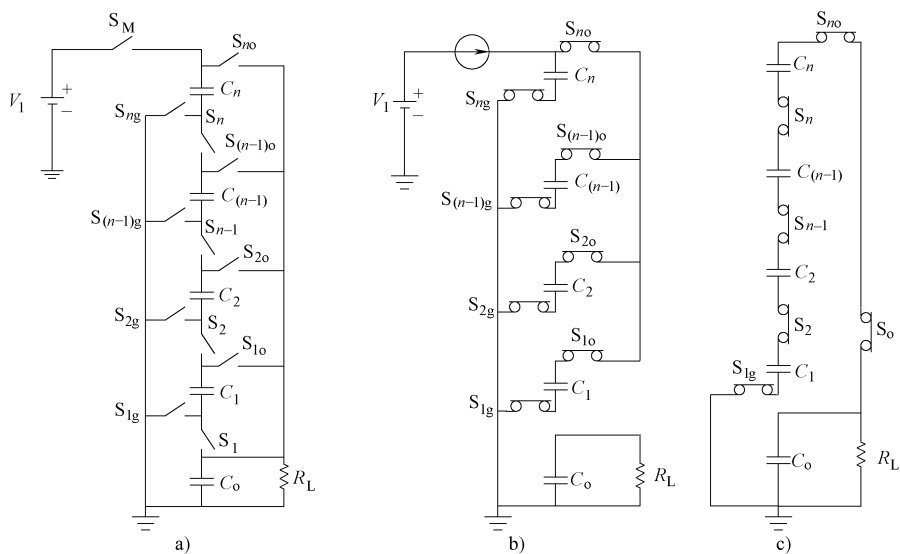
11.3.4 n 阶升压 SCC

当输出电压需大于 $2V_1$ 时, 图 11.18 中的 SCC 电路就不够了, 可以选择图 11.21 所示的 n 阶升压 SCC。 n 个单元电路堆在输出电容 C_o 上。每一阶电路都由 1 个电容 C_i 和 3 个开关 S_i 、 S_{ig} 和 S_{io} 组成。通过闭合开关 S_{ig} 和 S_{io} , 能量传递电容并联充电, 如图 11.21b 所示。在充电模式结束时, 电容的电压值取决于充电电流源的大小, 而电流源大小是由开关 S_M 工作的饱和区间漏极电流所决定的。因为开关 S_i 、 S_{ig} 和 S_{io} 都工作于 50% 的占空比, 因此能量传输电容电压大小由开关 S_M 的栅极电压大小所控制

$$i_D = K(v_{GS} - V_T)^2 \quad (11.11)$$

在放电模式期间, 开关 S_{ig} 、 S_i 、 S_{io} 和 S_o 闭合, 其他开关断开, 等效电路如图 11.21c 所示。能量传输电容串联连接, 它们的电压相加得到 nV_1 。然后把这个电压


图 11.20 n 阶降压开关电容变换器

a) n 阶 SCC 拓扑 b) 降压充电模式 c) 降压放电模式

图 11.21 n 阶升压开关电容变换器

a) n 阶 SCC 拓扑 b) 升压充电模式 c) 升压放电模式

传输到 C_o 。使输出达到较高的电压等级。这个电路通过适当的控制可以实现升压和降压的功能。其他的 Boost 变换拓扑和控制方法在参考文献 [101] 中有讨论。

11.4 双向功率传输 SCC

在 11.3.3 ~ 11.3.4 节中所讨论的 SCC 拓扑的能量都只能从源传输到负载。在一些应用场合,像直流电动机控制或者电池充电等可能都需要允许能量能够双向流动。本节将介绍不同的能量双向流动的 SCC 电路拓扑。

11.4.1 升降压变换器

Chung 和 Chow 在参考文献 [102] 中提出了一种能量可以双向流动的 SCC 拓扑结构,在同一个拓扑结构中可以实现升压和降压的功能。基本的双向单元如图 11.22 所示。这个变换器单元使能量从高压侧

(HV) 向低压侧 (LV) 流动。开关 S_i 工作在开和关模式,而 Q_s 工作在关断、饱和或者放大区。工作在饱和区的 Q_s 用来控制能量转换电容 C 的充电电流,因此可以使电容电压线性增大。 Q_s 的漏极电流大小可以根据工作在饱和区 MOSFET 的漏极电流大小公式求得

$$i_D = K(v_{GS} - V_T)^2 \quad (11.12)$$

这个变换器单元既可以工作在降压状态,也可以工作在升压状态。当工作在降压状态时,能量由高压侧传向低压侧。当工作在升压状态时,能量由低压侧传向高压侧。

降压工作模式 图 11.23 所示为变换器降压工作过程中的两个等效电路。可以划分为两种工作模式,在模式 1 期间, S_1 开通, Q_s 工作在饱和区,电容 C 通过电流源 I_{sdch} 线性充电,这段持续时间为 $t_{on} = T_s/2$ 。在 $T = t_{on}$ 时刻,电容 C 充电到略大于低压侧的电压,这是为了弥补寄生电阻和二极电压降。在模式 2 期间 ($T_s/2 < t < T_s$), S_2 和 D_3 导通,其他的开关断开。电容 C 从高压侧断开,并把存储的能量向低压侧释放。

升压工作模式 图 11.24 所示为升压工作下两种模式的等效电路。在模式 1 期间, D_2 导通, Q_s 工作在饱和区。其他的开关都断开。电容 C 通过 D_2 和 Q_s 由从低压侧提供的电流 I_{upch} 线性充电,持续时间为 $T_s/2$ 。在 $T_s/2$ 时,电容充电电压略高于高压侧和低压侧的电压差,高出的部分是为了补偿器件的损耗。在模式 2 期间 ($T_s/2 < t < T_s$), D_1 和 S_3 导通而其他的开关都断开。此时电容 C 和低压侧串联来给高压侧供电,高压侧电压高于低压侧电压。

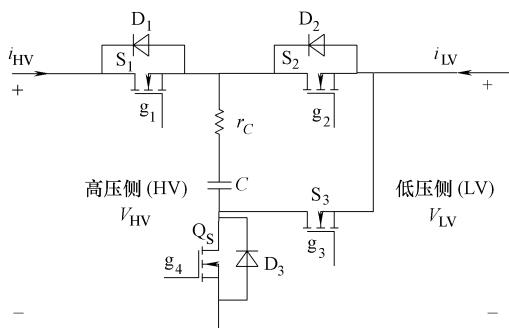


图 11.22 基本双向变换器单元

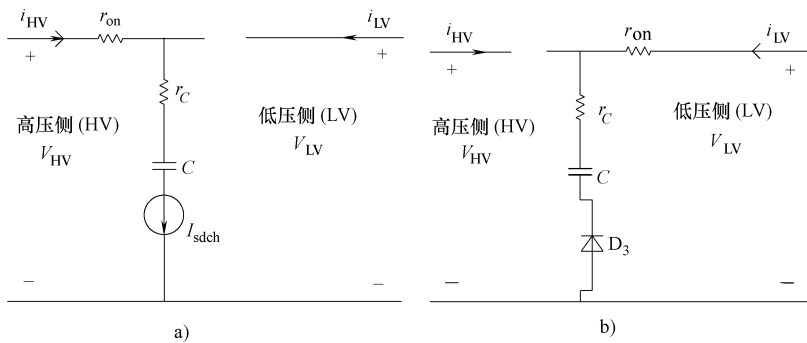


图 11.23 降压工作等效电路

a) 模式 1 b) 模式 2

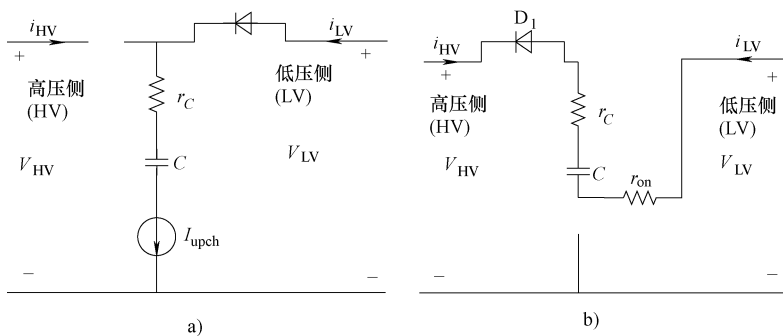


图 11.24 升压工作等效电路

a) 模式 1 b) 模式 2

整个双向变换器如图 11.25 所示，其中两个基本单元并联连接。为了平滑两端的电压，在输入和输出端各并联了一个电容。工作的时候两个单元反相工作，也就是说当变换器工作在降压状态时，两个单元都工作在降压状态，但是单元 1 工作在模式 1，单元 2 工作在模式 2，反之亦然。在降压状态下，高压侧连接到电压源，而低压侧连接到负载，此时



图 11.25 双向变换器

$$I_{\text{HV}} = I_{\text{sdch}} \quad (11.13)$$

对于升压模式，高压侧连接负载电阻而低压侧连接电压源，此时

$$I_{\text{LV}} = -i_{\text{HV}} + I_{\text{upch}} \quad (11.14)$$

因为 I_{sdch} 、 I_{upch} 和 i_{HV} 都是恒定的，因此两端的输入电流也恒定并且连续，EMI 较小。稳态时的高压侧和低压侧电压可以通过状态空间平均技术求得

$$v_{\text{LV}} = I_{\text{Ach}} R_{\text{LV}} = K(V_{\text{cont}} - V_{\text{T}})^2 R_{\text{LV}} \quad (11.15)$$

和

$$v_{\text{HV}} = I_{\text{Bch}} R_{\text{HV}} = K(V_{\text{cont}} - V_{\text{T}})^2 R_{\text{HV}} \quad (11.16)$$

很明显可以看出两个方向的输出电压可以通过控制 V_{cont} 来调节。

双向变换器的一个典型应用如图 11.26 所示，高压侧连接到可充电电池，低压侧连接到供电母线。在正常的工作情况下，电池通过变换器由供电母线来充电。当母线突然断电时，通过变换器将电池中的能量向母线传输。

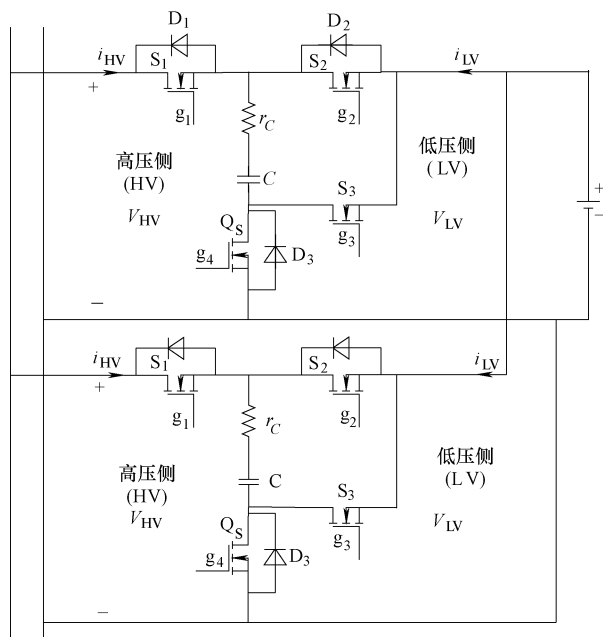


图 11.26 双向变换器的应用

11.4.2 罗氏变换器

Luo 等人在参考文献 [103] 中提出了一种四象限开关电容 DC-DC 变换器，命名为罗氏变换器。它用较低的开关频率使变换器在所有四象限可以工作在升压状态或者降压状态。因为和典型的变换器相比，它的开关频率比较低，所以 EMI 影响较小；而且这个变换器被证实具有很高的效率，并能负荷较大功率。这个拓扑也能够提供较大的输出电流来给汽车的供电系统充电。罗氏变换器如图 11.27 所示。它

包括 8 个开关器件、2 个电容、电压源 V_1 和负载电压 V_2 （例如一个电池或直流电动机反电动势）。2 个能量传输电容 C_1 和 C_2 的容值大小一样。这个电路有 4 种工作模式。

第 1 象限工作：能量从电源向正电压负载输送，这种模式也称为正向电动工作状态，其中 V_1 , V_2 , I_1 和 I_2 都是正的。

第 2 象限工作：能量从正电压负载向电源传输。这种模式也称为正向回馈制动工作状态， V_1 和 V_2 是正的，而 I_1 和 I_2 是负的。

第 3 象限工作：能量从电源向负电压负载传输。这种模式也称为反向电动工作状态， V_1 和 I_1 是正的，而 V_2 和 I_2 是负的。

第 4 象限工作：能量从负电压负载向电源传输。这种模式也称为反向回馈制动工作状态， V_1 和 I_2 是正的，而 V_2 和 I_1 是负的。

每个工作模式根据输入和输出电压幅值的不同（ $V_1 > |V_2|$ 和 $V_1 < |V_2|$ ）有两种可能的工作情况。因此在每个象限工作都有升压和降压两种模式。每种模式也有两种状态，即开通和关断。通常每种状态的占空比都不一样。

第 1 象限工作。在这个工作模式中，电容 C_1 和 C_2 将能量从电源传递到负载。输出电压为正。其降压模式（ $V_1 > V_2$ ）的等效电路如图 11.28 所示。因为 $V_1 > V_2$ ，所以电容 C_1 和 C_2 并联充放电。在开通状态下，开关 S_1 、 S_4 、 S_6 和 S_8 闭合，其他开关都断开。 C_1 和 C_2 两个电容通过 $V_1 - S_1 - C_1 // C_2 - S_4$ 进行并联充电，电容两端的电压上升，极性如图 11.28a 所示。在关断状态下，开关 S_2 、 S_4 、 S_6 和 S_8 闭合，其他开关断开，等效电路如图 11.28b 所示。在这种情况下，电容 $C_1 // C_2$ 通过 $S_2 - V_2 - S_4 - C_1 // C_2$ 的路径进行放电，电容 C_1 和 C_2 两端电压下降。

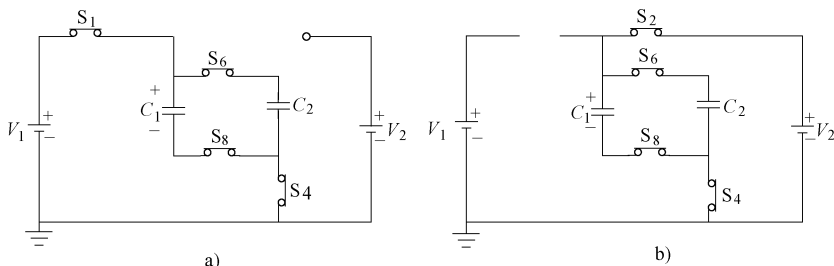


图 11.28 第 1 象限降压工作模式等效电路

a) 第 1 象限降压、开通状态 b) 第 1 象限降压、关断状态

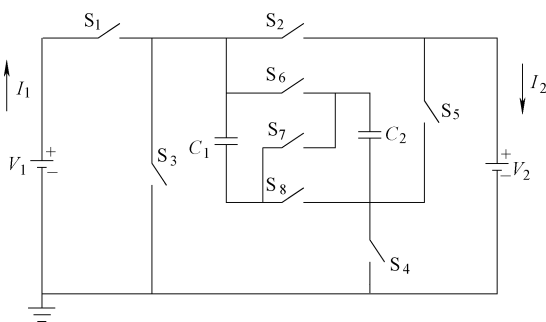


图 11.27 罗氏开关电容变换器

升压模式 ($V_1 < V_2$) 等效电路如图 11.29 所示。因为 $V_1 < V_2$, 两个电容 C_1 和 C_2 在充电时是并联, 在放电时是串联。在开通状态时 (见图 11.29a), 开关 S_1 、 S_4 、 S_6 和 S_8 闭合, 其他开关断开。在这个状态下电容 $C_1 // C_2$ 通过 $V_1 - S_1 - C_1 // C_2 - S_4$ 路径充电, 电容 C_1 和 C_2 两端电压上升。在关断状态下 (见图 11.29b), 开关 S_2 、 S_4 和 S_7 闭合, 其他开关断开。电容 C_1 和 C_2 通过 $S_2 - V_2 - S_4 - C_2 - S_7 - C_1$ 路径放电, 电容 C_1 和 C_2 两端电压下降。

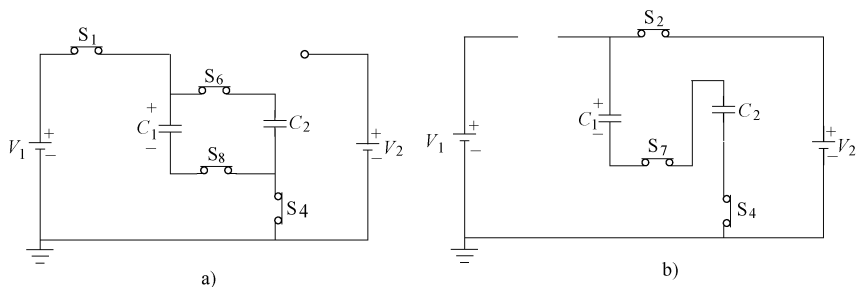


图 11.29 第 1 象限升压工作模式等效电路

a) 第 1 象限升压、开通状态 b) 第 1 象限升压、关断状态

第 2 象限工作。在这个工作模式中, 电容 C_1 和 C_2 将能量从负载传递到电源。输出电压为正。升压模式 ($V_1 > V_2$) 等效电路如图 11.30 所示。因为 $V_1 > V_2$, 负载侧的电压需要提升到电源等级, 因此电容 C_1 和 C_2 在开通状态下并联充电, 在关断状态下串联放电。在开通状态期间 (见图 11.30a), 开关 S_2 、 S_4 、 S_6 和 S_8 闭合。电容 $C_1 // C_2$ 通过 $V_2 - S_2 - C_1 // C_2 - S_4$ 的路径进行充电, 电容 C_1 和 C_2 两端电压上升。在关断状态期间 (见图 11.30b), 开关 S_1 、 S_4 和 S_7 闭合, 电容 C_1 和 C_2 通过 $S_1 - V_1 - S_4 - C_2 - S_7 - C_1$ 放电, 因而电容 C_1 和 C_2 两端电压下降。

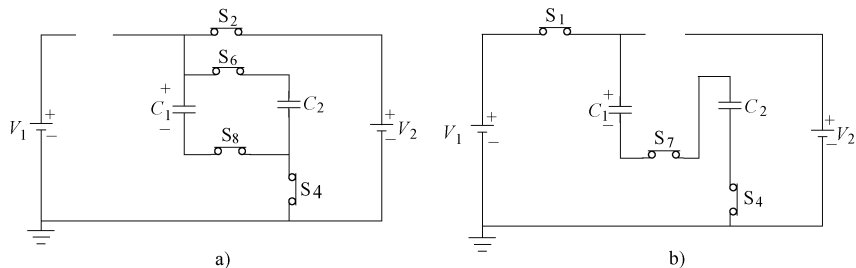


图 11.30 第 2 象限升压工作模式等效电路

a) 第 2 象限升压、开通状态 b) 第 2 象限升压、关断状态

降压 ($V_1 < V_2$) 模式等效电路如图 11.31 所示。因为 $V_1 < V_2$, 电容 C_1 和 C_2 并联充放电。在开通状态期间, 开关 S_2 、 S_4 、 S_6 和 S_8 闭合。电容 $C_1 // C_2$ 通过 $V_2 - S_2 - C_1 // C_2 - S_4$ 的路径进行充电, 因而电容 C_1 和 C_2 两端电压上升。在关断

状态期间, 开关 S_1 、 S_4 、 S_6 和 S_8 闭合。在这个状态下电容 $C_1 // C_2$ 通过 $S_1 - V_1 - S_4 - C_1 // C_2$ 路径放电, 电容 C_1 和 C_2 两端电压下降。

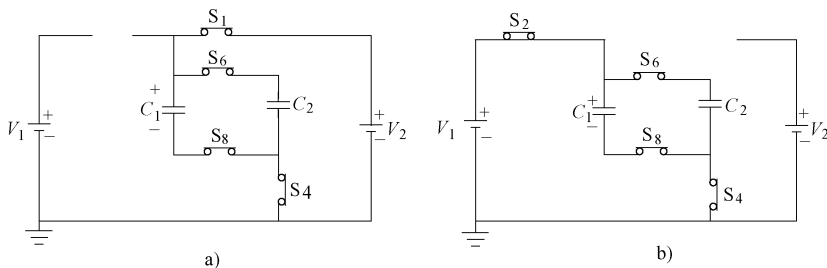


图 11.31 第 2 象限降压工作模式等效电路

a) 第 2 象限降压、开通状态 b) 第 2 象限降压、关断状态

第 3 象限工作, 在这种工作模式中, 电容 C_1 和 C_2 将能量从电源向负载传输。输出电压 V_2 是负的。其反向降压模式 ($V_1 > |V_2|$) 等效电路如图 11.32 所示。因为 $V_1 > |V_2|$, 电容 C_1 和 C_2 并联充、放电。在开通状态期间 (见图 11.32a), 开关 S_1 、 S_4 、 S_6 和 S_8 闭合。电容 $C_1 // C_2$ 通过 $V_1 - S_1 - C_1 // C_2 - S_4$ 路径充电, 电容 C_1 和 C_2 两端电压上升。在关断状态期间 (见图 11.32b), 开关 S_3 、 S_5 、 S_6 和 S_8 闭合, 电容 C_1 和 C_2 通过 $S_3 - V_2 - S_5 - C_1 // C_2$ 路径放电, 电容电压下降。

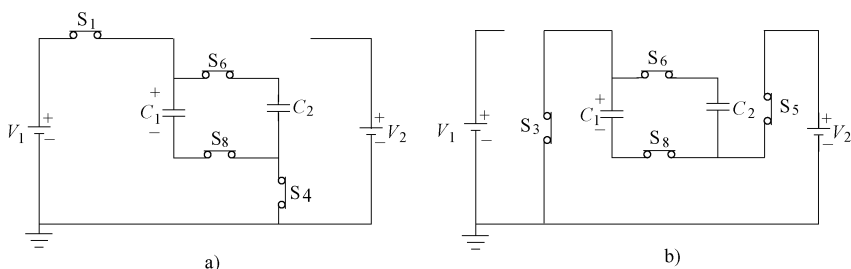


图 11.32 第 3 象限降压工作模式等效电路

a) 第 3 象限降压、开通状态 b) 第 3 象限降压、关断状态

反向升压 ($V_1 < |V_2|$) 模式的等效电路如图 11.33 所示。因为 $V_1 < |V_2|$, 电容 C_1 和 C_2 开通时并联充电, 关断时串联放电。在开通状态期间 (见图 11.33a), 开关 S_1 、 S_4 、 S_6 和 S_8 闭合。电容 C_1 和 C_2 通过 $V_1 - S_1 - C_1 // C_2 - S_4$ 路径充电, 电容两端电压上升。在关断状态期间 (见图 11.33b), 开关 S_3 、 S_5 和 S_7 闭合, 电容通过 $S_3 - V_2 - S_5 - C_1 - S_7 - C_2$ 放电, 电容电压下降。

第 4 象限工作。在这个工作模式中, 电容 C_1 和 C_2 将能量从负载向电源传输。输出电压 V_2 为负。其反向升压模式 ($V_1 > |V_2|$) 的等效电路如图 11.34 所示。因为 $V_1 > |V_2|$, 电容 C_1 和 C_2 开通时并联充电, 在关断时串联放电。在开通状态期

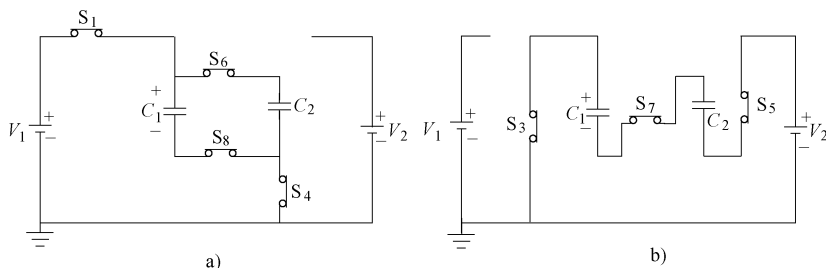


图 11.33 第 3 象限升压工作模式等效电路

a) 第 3 象限升压、开通状态 b) 第 3 象限升压、关断状态

间 (见图 11.34a), 开关 S_3 、 S_5 、 S_6 和 S_8 闭合。电容 $C_1 // C_2$ 通过 $V_2 - S_3 - C_1 // C_2 - S_5$ 充电, 电容 C_1 和 C_2 电压上升。在关断状态期间 (见图 11.34b), 开关 S_1 、 S_4 和 S_7 闭合。电容 C_1 和 C_2 通过 $S_1 - V_1 - S_4 - C_2 - S_7 - C_1$ 放电, 电容电压下降。

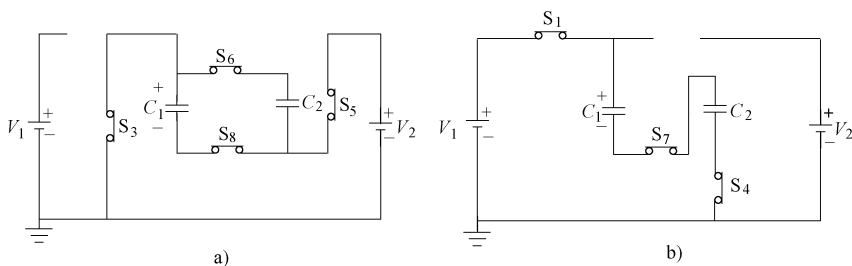


图 11.34 第 4 象限升压工作模式等效电路

a) 第 4 象限升压、开通状态 b) 第 4 象限升压、关断状态

反向降压 ($V_1 < |V_2|$) 模式等效电路如图 11.35 所示, 因为 $V_1 < |V_2|$, 电容 C_1 和 C_2 并联充、放电。在开通状态期间 (见图 11.35a), 开关 S_3 、 S_5 、 S_6 和 S_8 开通, 电容 $C_1 // C_2$ 通过电路 $V_2 - S_3 - C_1 // C_2 - S_5$ 充电, 电容电压上升。在关断状态期间 (见图 11.35b), 开关 S_1 、 S_4 、 S_6 和 S_8 闭合, 电容通过 $S_1 - V_1 - S_4 - C_1 // C_2$ 放电, 电容 C_1 和 C_2 电压下降。

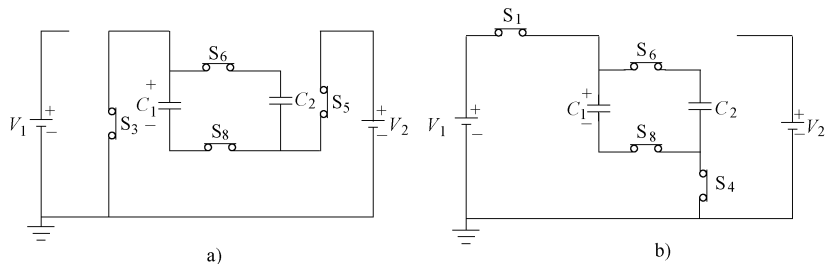


图 11.35 第 4 象限降压工作模式等效电路

a) 第 4 象限降压、开通状态 b) 第 4 象限降压、关断状态

11.5 谐振变换器

硬开关 SCC 的大开关电流导致 EMI 问题,使得开关应力大,同时输出电压的调节性能较差。软开关 SCC 可以减小这些问题的影响。1998 年 Cheng 在参考文献 [104] 中提出了一种新的开关电容变换器拓扑,该拓扑可以工作在很高的开关频率,并且减小 EMI。这个新电路拓扑使用了较少的开关,并使开关在零电流时动作,因而这个电路可以在高开关频率时实现高效率工作。但是这种类型的谐振 SCC 需要一个小电感。

11.5.1 零电流开关 (ZCS)

在 ZCS 的开关电容变换器族中,由 Cheng 提出了包括 double 模式、反向模式和 half 模式 3 种电路^[104]。这些电路可以比经典开关电容变换器拓扑使用更少的有源开关和二极管。所有的元器件都是零电流开关,因此适合于工作在高频开关状态下。零电流开关特性使损耗和 EMI 减到最小,因此开关频率可以进一步提高,同时也可以使电容的体积更小。

这个电路使用了两个可控开关器件、两个二极管、一个谐振电感、一个能量传输电容和一个输出滤波电容。一个开关用来对能量传输电容充电,而另一个开关用来给电容放电。由于谐振电感通常非常小,因此可以实现集成。

图 11.36 所示为一族零电流 SCC 电路^[104]。每个电路使用了两个可控开关和一个小的谐振电感。当开关 Q_1 或者 Q_2 闭合时,谐振电感 L_r 和能量传输电容串联产生一个谐振周期。开关和谐振电感串联可以实现开关的零电流开通。一旦谐振电流达到峰值,开关电流减小到零,之后因为二极管阻止了电流反向,使得电流极性不能反向。

图 11.37 所示为 double 模式拓扑在稳态情况下的电流、电压仿真波形。仿真中电路参数为: $f_s = 200\text{kHz}$, 死区时间 $= 50\text{ns}$, $V_s = 50\text{V}$, $C_1 = 2.2\mu\text{F}$, $C_2 = 2.7\mu\text{F}$, $L_r = 0.1\mu\text{H}$, $R_L = 50\Omega$ 。

整个电路的工作过程可以分为 4 个工作状态。开关电流从零开始谐振,电流再次到零之后开关关断。这创造了两个开关的零电流开通和关断的条件。这两个互补开关的占空比约为 50%,也可以根据输出电压的要求来减小占空比,使其小于 50%。

状态 1 (见图 11.38a) ($t_0 - t_1$)。在 $t = t_0$ 时刻 Q_2 开通, Q_1 关断; L_r 和 C_1 开始谐振。因为电感 L_r 的存在, Q_2 是零电流开通。 C_2 向负载 R_L 放电。这个状态可以表示为

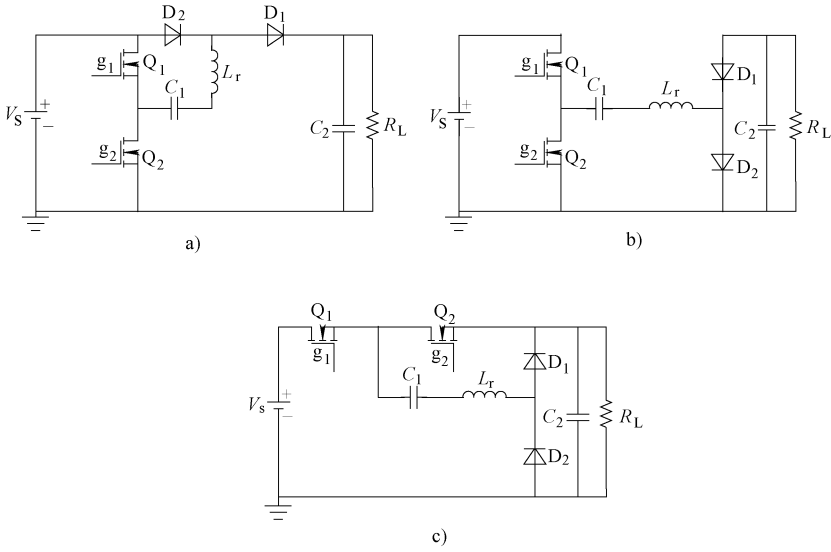


图 11.36 一族 ZCS SCC

a) double 模式 ZCS SCC b) 反向模式 ZCS SCC c) half 模式 ZCS SCC

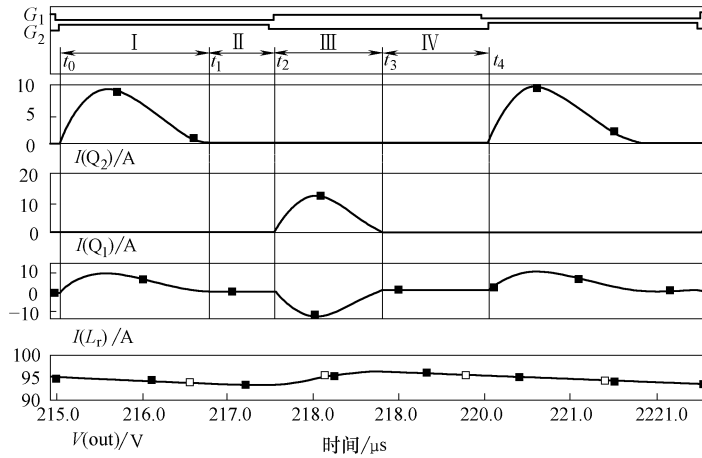


图 11.37 ZCS SCC 的仿真波形

$$i_{L_r} = \frac{V_S - V_{C_{10}}}{L_r \omega_1} \sin(\omega_1 t) \quad (11.17)$$

$$V_{C_1} = V_S + (V_{C_{10}} - V_S) \cos(\omega_1 t)$$

其中 $V_{C_{10}}$ 为 C_1 在 $t = t_0$ 时刻的初始电压, $\omega_1 = 1/\sqrt{L_r C_1}$ 。 L_r 和 C_1 谐振半个周期, 并由于 D_1 和 D_2 的存在而结束谐振, D_1 和 D_2 反偏。

状态2 (见图 11.38b) (t_1-t_2)。在这个模式中, 通过开关和电感的电流为零。 C_2 继续向负载放电。 Q_2 在 $t=t_2$ 时刻零电流关断。

状态3 (见图 11.38c) (t_2-t_3)。在 $t=t_2$ 时刻 Q_1 零电流开通。 L_r , C_1 和 C_2 开始谐振。 i_{L_r} 从零开始反向增加。电感与电容的谐振方程和负载大小有关。假定负载较大的情况下, 谐振电压和电流的方程为

$$i_{L_r} = \frac{V_d}{L_r \omega_n} \sin(\omega_n t)$$

$$V_{C_1} = \frac{V_d}{C_1 L_r \omega_n^2} (1 - \cos(\omega_n t)) + V_{C_{10}}$$

$$V_{C_2} = \frac{V_d}{C_2 L_r \omega_n^2} (1 - \cos(\omega_n t)) + V_{C_{20}}$$

式中 $\omega_n = 1/\sqrt{L_r C_p}$, $C_p = C_1 // C_2$, $V_d = V_s - V_{C_{10}} - V_{C_{20}}$ (11.19)

这个状态在 i_{L_r} 谐振回零的时候结束, D_1 和 D_2 反偏。

状态4 (见图 11.38d) (t_3-t_4)。 i_{L_r} 为零, C_2 向负载放电。 Q_1 在 $t=t_4$ 时刻零电流关断。

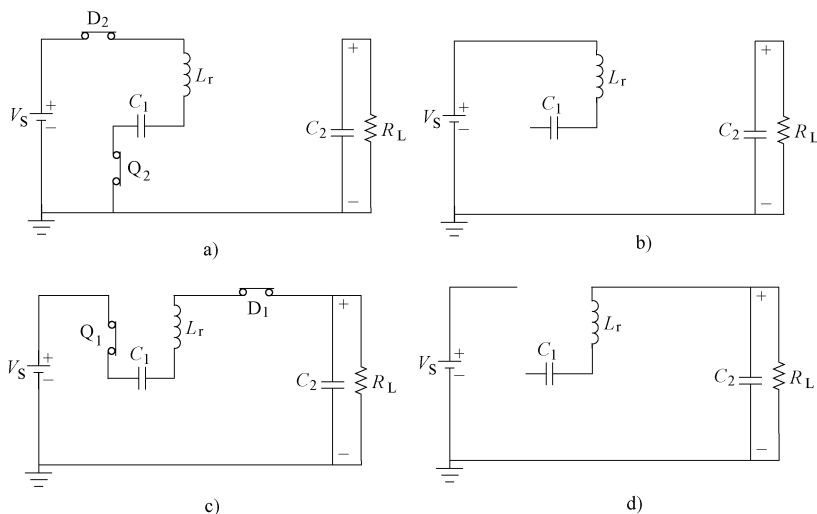


图 11.38 double 模式 SCC 等效电路

a) 状态1 b) 状态2 c) 状态3 d) 状态4

零电流开关条件 假设 Q_1 和 Q_2 的占空比分别为 d_1 和 d_2 , 开关管 Q_1 的零电流开关条件为

$$d_1 T_s \geq \frac{\pi}{\omega_n} \quad (11.20)$$

开关管 Q_2 的零电流开关条件为

$$d_2 T_s \geq \frac{\pi}{\omega_1} \quad (11.21)$$

式中, T_s 为开关周期。

11.6 开关电容功率变换器的损耗

许多设计者往往会忽略 SCC^[105] 电路的损耗这一个重要的因素。考虑如图 11.39 所示的电路是由一个电压源、一个理想开关和电容串联而成。假定电容的初始电压 $v_C(0^-) = 0$, 电源电压 $V > 0$, 开关在 $t = 0$ 时刻关断。

通过对电流进行拉普拉斯变换可得

$$I(s) = sCV_C(s) \quad (11.22)$$

对一个输入阶跃电压, 则有

$$V_C(s) = \frac{1}{s} \quad (11.23)$$

在以上条件下, 则

$$I(s) = CV \quad (11.24)$$

经过求拉普拉斯逆变换, 电流瞬时表达式为

$$i(t) = CV\delta(t) \quad (11.25)$$

其中 $\delta(t)$ 是狄拉克脉冲函数, 因此在充电过程中损耗的能量可以通过比较电源传递的能量和电容中存储的能量来计算。

电源传递的能量为

$$E_v = \int_0^\infty V i(t) dt = \int_0^\infty CV^2 \delta(t) dt = CV^2 \quad (11.26)$$

电容中存储的能量为

$$E_C = \frac{1}{2} CV^2 \quad (11.27)$$

因此在充电过程中损耗的能量为

$$E_v - E_C = \frac{1}{2} CV^2 \quad (11.28)$$

但是在电路中没有损耗元器件。能量跑到哪里去了呢?

如果有个电阻 R 和电容串联, 那么这个损耗可以由下式计算:

$$\int_0^\infty [V - v_C(t)] i(t) dt \quad (11.29)$$

如果不考虑电阻的大小, 最终电容中的能量保持不变如式 (11.27) 所示, 如

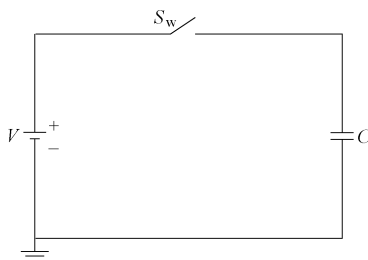


图 11.39 估算 SCC 损耗

果我们减小电阻值，使之趋近于 0，则电流幅值接近 ∞ ，损耗仍然为一个有限值。因此，如果由一个电压幅值不同于电容初始电压的电压源给电容充电，那么可以得到一个确定的能量损耗

$$\frac{1}{2}C(\Delta V)^2 \quad (11.30)$$

这个损耗始终存在于充电过程中，式中的 ΔV 为电容电压的阶跃变化。

11.7 习题

1. 列出如图 11.1 所示升压变换器的状态空间平均模型。
2. 列出习题 11.1 中的电压传输比。
3. 列出如图 11.18 所示升压变换器的状态空间平均模型。
4. 列出习题 11.3 中的电压传输比。
5. 使用参考文献 [99] 求解式 (11.10)。
6. 计算图 11.1 中升压 SCC 的效率：(a) 假设为理想器件；(b) 考虑 MOSFET 和二极管的损耗。
7. 列出图 11.36a 中 double 模式 ZCS SCC 状态空间平均模型。
8. 分析图 11.36b 中反向模式 ZCS SCC，推导出各工作模式的方程。
9. 列出图 11.36b 中反向模式 ZCS SCC 状态空间平均模型。
10. 分析图 11.36c 中 half 模式 ZCS SCC，推导出各工作模式的方程。
11. 列出图 11.36c 中 half 模式 ZCS SCC 状态空间平均模型。

第 12 章 开关变换器的仿真

12.1 简介

随着电力电子电路和系统复杂程度的不断提高，仿真作为一种高性价比手段已逐渐代替传统的模拟试验板应用于复杂电路和系统的设计、分析和验证中。开关变换器可以采用大信号仿真和小信号仿真。通过大信号仿真，可以获悉电路的工作特性，如工作偏置点等；而小信号仿真则通过建立分析模型掌握开关变换器的小信号工作特性。需要注意的是，小信号仿真并不能给出实际开关变换器常规的电路工作特性。不论是大信号仿真还是小信号仿真，都可以用来更好地预测和验证开关变换器的设计。

本章将介绍一些仿真工具，如 Spice、MATLAB 和 Simulink。主要内容包括关于仿真工具的基本知识；开关变换器的状态空间平均法和传递函数模型；计算系统极点、反馈增益、闭环系统矩阵、频率以及瞬态响应的一些实例。

12.2 Spice 电路描述

Spice 是一种广泛用于电路仿真的通用电路分析软件。Spice 是 Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis 的简称^[106]，它是由美国加利福尼亚大学伯克利分校电子研究实验室的集成电路小组于 20 世纪 60 年代末开发成功的，并于 1972 年公布于众^[107]。历时多年，Spice 经过多次升级，目前最新的版本是 Spice3，用 C 语言编写，更具可移植性。自 MicroSim 公司于 1984 年推出了 PC 版 Spice (PSpice) 以后，Spice 变得更受欢迎。PSpice 学生版已经变革了许多电子工程的课程，PSpice 的使用也已经包含在许多畅销的电子工程教科书中。之后，MicroSim 公司被 OrCAD 公司收购，OrCAD 公司又被 Cadence 公司收购。在本书撰写时，PSpice 的 OrCAD 16.3 版本是对用户免费的。在某些情况下由于集成电路制造商的赞助，一些由其他公司提供的以 Spice 为基础的电路仿真器也是免费的。这其中包括 National Instruments' Electronics Workbench，On Semiconductor，Intusoft SPICE ICAP/4 以及 Linear Technology's LTspice 和 Texas Instruments' TINA-TI。开关变换器仿真器需要长时间的仿真以使电路达到稳态；然而步长应该足够小以捕捉开关的细节。PSpice 在模拟集成电路仿真时应用比较方便，因此可以对器件的模拟行为进行十

分准确的建模。这可能会导致模拟器运行时间很长并产生大量的数据。四个赞助版本优化了模拟以及功率变换器电路的仿真，因此它们的运行速度比 PSpice 快。然而，开关器件的模型是简化的。过去几年，电力电子和电动机专业电路仿真器，如 PSIM 发展十分迅速。

Spice 正在电气工程专业人士中得到广泛应用和推广，已逐渐成为一种工业标准。目前，大多数电子元器件供应商都提供其产品的 Spice 模型。

和许多其他的电路仿真软件一样，PSpice 需要精确的电路元器件模型来真实模拟开关变换器的工作情况。尽管有许多限制条件，PSpice 仍然为开关变换器保留了可实施的仿真工具。

开关变换器的 PSpice 仿真难点在于，开关变换器是一个带反馈的开关系统。带多个反馈环节的开关变换器有时候会因为不收敛而导致无法继续仿真，或者用 PSpice 的默认参数进行仿真会花费大量的时间。对开关变换器电路作瞬态分析时，由于内部运算时间步长必须比开关周期短，所以往往要花费大量的执行时间。一般来讲，开关变换器的仿真必须执行多个开关周期才能达到稳态。本章中所提到的许多 PSpice 的仿真实例都可在 PSpice 的学生版或 Lite 版上运行。PSpice 的学生版或 Lite 版与 PSpice 的完全版本相比，部分功能是受限制的。PSpice 有 4 种不同的电路描述方法。在最新的 PSpice 版本中，经典的“`.CIR`”文本输入文件已被图形输入文件代替。基于 OrCAD PSpice 9.2 的学生版，一个开关变换器首先可以被描述成控制方块和工作模型的组合，这样可以加快检验电路功能的速度。若需要进行更为精确的仿真，则需要采用元器件厂商提供的控制器模型。在本章中，通过两个例子来说明如何分析开环和闭环的开关变换器，同时讨论 PSpice 常见的收敛问题的一些准则。

12.2.1 采用“`.CIR`”文本输入文件的 PSpice 仿真

Spice 的最早版本是采用包含电路描述并以“`.CIR`”为后缀名的文本文件作为电路输入文件的。Spice 现行的版本都支持图形输入，自动生成“`.CIR`”文件。图形输入方式更为简便，因此我们不建议采用文本输入的方法，除非需要编写自己的子电路或修改现成的文件。但是考虑到内容的完整性，在本节中仍然介绍了有关电路文件描述的知识。由供应商提供的模型（子电路或宏模型）通常是按“`.CIR`”语法编写的文本文件。

理想的开环 Buck 变换器 如图 12.1 所示，在仿真理想的 Buck 变换器时，可以用脉冲电压源代替开关晶体管。输入电压源是一连串的脉冲，其幅值等于输入直流电压，其占空比等于开关变换器稳态工作时的占空比。假设开关频率为 1kHz，稳态占空比为 50%，程序如下：

Open-loop buck converter simulation

* SWITCHING FREQUENCY = 1KHZ; DUTY CYCLE = 50%

```

VPWM 10 PULSE(0 10 0 1US 1US 0.5MS 1MS)
* PULSE PWM SOURCE:PULSED VOLTAGE = 10V,RISE TIME = 1US,
* FALL TIME = 1US,PULSE WIDTH = 500US,PERIOD = 1MS.
L0 12 10M
C0 20 100u
RL 2 0 5
. TRAN 50US 20MS
. OPTION ITL5 = 0
. PROBE
. END

```

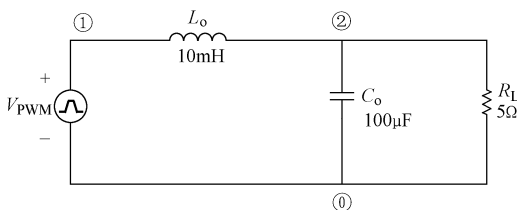


图 12.1 含脉冲电压源的理想 Buck 变换器

程序中的 PROBE 语句可激活 PSpice 的图形处理器,用来计算和显示波形。 $50\mu\text{s}$ 瞬态时间步长的设定,使得在 20 个开关周期的时间里会有 400 次迭代计算过程。由于在瞬态分析时 PSpice 的时间步长是不断调整的,要完成整个仿真计算过程实际上会超过 400 次的迭代。OPTION 语句中的“ITL5 = 0”是为了重新设置瞬态分析中的迭代限制值,允许 PSpice 执行超过 5000 次的迭代计算。

在执行瞬态分析之前,PSpice 会计算电路的直流偏置点。如图 12.2 所示为 Buck 变换器输出电压、电感电流和电容电流的仿真波形。输出电压大致需要 5 个开关周期的时间(即 5ms)达到其稳态值 5V 。电感电流和电容电流同相位,都超前于输出电压 90° 。输出纹波电压和电感纹波电流分别是 300mV 和 0.4A 。电容纹波电流是 235mA 。由于在仿真的初始阶段电容没有存储任何能量,所以平均电容电流在这段时间里为正。但是如图 12.2 所示,电路进入稳态以后,平均电容电流为零。根据式 (2.20),输出纹波电压的理论计算值为

$$\Delta v_o = \frac{V_S D(1-D)}{8f_S^2 LC} = \frac{10 \times 0.5^2}{8 \times 1000^2 \times 10 \times 10^{-3} \times 100 \times 10^{-6}} \text{V} = 0.3125 \text{V} \quad (12.1)$$

而仿真值为 0.3V 。根据式 (2.14),电感纹波电流的理论计算值为

$$\Delta I = \frac{DV_S(1-D)}{f_S L} = \frac{0.5 \times 10 \times (1-0.5)}{1000 \times 10 \times 10^{-3}} \text{A} = 0.25 \text{A} \quad (12.2)$$

这和仿真值 0.25A 很一致。由于没有负载调制,电感纹波电流和电压纹波电流大

致相等。

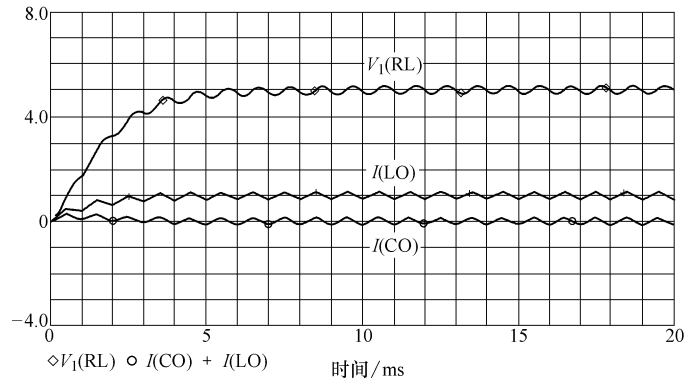


图 12.2 输出电感为 10mH 的 Buck 变换器输出电压 $V_1(RL)$ 、电感电流 $I(LO)$ 和电容电流 $I(CO)$ 的仿真波形图

把 Buck 变换器的输出电感值增加到 50mH，相应地输出纹波电压和电感纹波电流会分别降至 60mV 和 50mA，（见图 12.3）电容纹波电流也会降到 47mA。这种纹波的减小，和式（2.20）、式（2.14）的预期一致。但是，与原来输出电感值为 10mH 时相比，输出电压的响应会变得迟缓，电路达到稳态大致需要 50 个开关周期（50ms）。

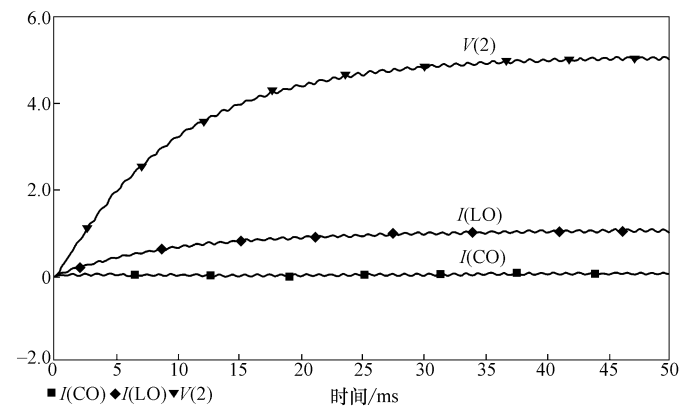


图 12.3 输出电感为 50mH 的 Buck 变换器的输出电压 $V(2)$ 、电感电流 $I(LO)$ 和电容电流 $I(CO)$ 仿真波形图

把 Buck 变换器的输出电感值减小到 5mH，相应地输出纹波电压和电感纹波电流会分别升至 0.6V 和 0.5A（见图 12.4），电容纹波电流也会升到 479mA，但是，输出电压响应呈现欠阻尼的特性。电路达到稳态大致需要 4ms。和式（2.31）预期的一样，对于特定的恒定负载电流而言，电路断续工作模式发生在输出电感为

1.25mH 时。如图 12.5 所示的是输出电感为 1.25mH 的 Buck 变换器的仿真波形。虽然平均输出电压仍保持在大约 5V，但是纹波电压却增加到了 2.3V。此外，稳态电感电流开始出现断续现象，其峰值也达到了 1.96A，输出电容纹波电流的仿真值是 1.9A。把输出电容值从 100 μ F 增加到 500 μ F，同时保持输出电感值为 10mH，得到的是有欠阻尼特性的输出电压响应，如图 12.6 所示。输出电压过冲至 6V，达到稳定大约需要 25 个开关周期（25ms）。输出纹波电压和电感纹波电流分别下降到 60mV 和 0.25A。电容的纹波电流近似为 0.25A。

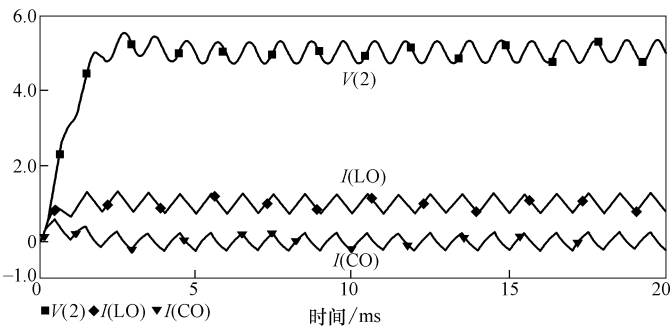


图 12.4 输出电感为 5mH 的 Buck 变换器的输出电压 $V(2)$ 、电感电流 $I(L0)$ 和电容电流 $I(C0)$ 仿真波形图

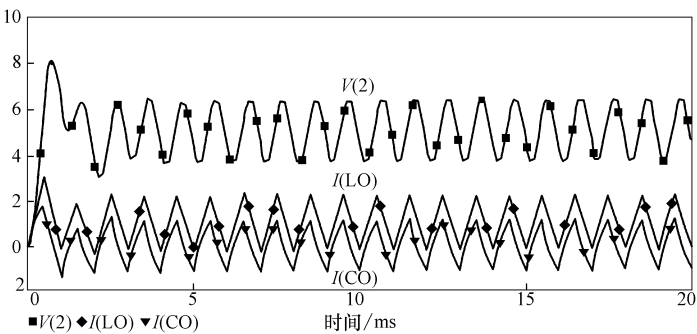


图 12.5 输出电感为 1.25mH 的 Buck 变换器的输出电压 $V(2)$ 、电感电流 $I(L0)$ 和电容电流 $I(C0)$ 仿真波形图

把输出电容值增加到 500 μ F，但同时保持输出电感值 1.25mH 不变，可以得到：输出纹波电压为 0.57V，电感纹波电流为 1.96A，电容纹波电流为 1.96A，如图 12.7 所示。根据式 (2.20) 可以看出，增加输出电容量只能减小输出纹波电压，在输出电容 500 μ F 情况下的电感、电容纹波电流波形和输出电容 100 μ F 情况下的类似，因为它们的纹波成分与输出电感值成反比，而不是与输出电容值成反比。

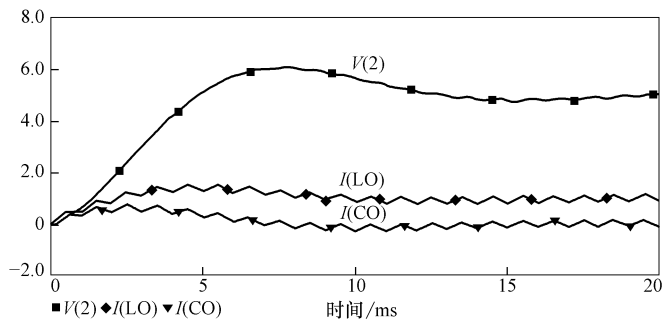


图 12.6 输出电容为 $500\mu\text{F}$ 、输出电感为 10mH 的 Buck 变换器的输出电压 $V(2)$ 、电感电流 $I(LO)$ 和电容电流 $I(CO)$ 仿真波形图

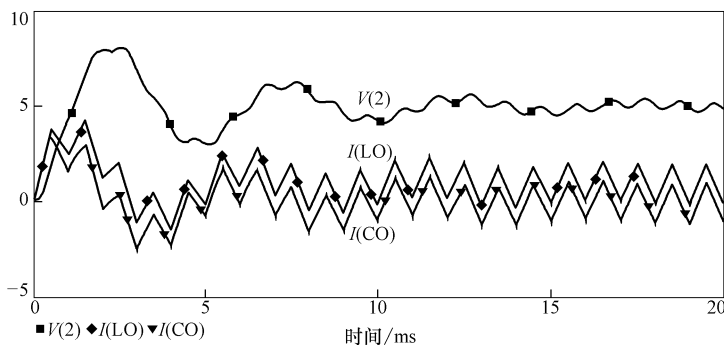


图 12.7 输出电容为 $500\mu\text{F}$ 、输出电感为 1.25mH 的 Buck 变换器的输出电压 $V(2)$ 、电感电流 $I(LO)$ 和电容电流 $I(CO)$ 仿真波形图

只要在原来的程序中增加以下 FOUR 语句，运行 PSpice 的傅里叶分析就可以得到输出电压和输出[⊖]电流的谐波分量：

. FOUR 1KHZ v(2)

需要注意的是傅里叶分析必须和瞬态分析一起进行。表 12.1、表 12.2 给出了输出电感为 10mH 、输出电容为 $100\mu\text{F}$ 的 Buck 变换器的输出电压和输出电流的傅里叶分析结果。可以看出，其中只有输出电压和输出电流的奇次谐波分量比较明显。它们的基波分量分别是 0.14V 和 0.1A ，3 次及以上的谐波分量则逐渐变小。

把输出电感和电容分别增加到 50mH 和 $500\mu\text{F}$ ，再作一次傅里叶分析，见表 12.3、表 12.4。通过比较表 12.1、表 12.2、表 12.3 和表 12.4 的数据，可以看出增加输出电感和电容值可以减小变换器的谐波分量。

含理想开关的 Buck 变换器 在开关变换器的最初仿真阶段，理想开关常被用来模拟开关晶体管。使用理想开关可以减少因开关晶体管的器件方程式不连续而引

⊖ 原文误为输入电流。——译者注

起的 PSpice 收敛问题，也可以消除因驱动电路产生的问题。PSpice 中有两种理想开关：电压控制型开关和电流控制型开关。图 12.8 所示是电压控制型开关的图形符号。

在 PSpice 中，电压控制型开关的标号是 S。有关它的基本语句是

```
S <name> N + N - NC + NC - SNAME
.MODEL SNAME VSWITCH( RON = 0.01 ROFF = 1E + 7 VON = 0.7 VOFF = 0 )
```

表 12.1 输出电感为 10mH、输出电容为 100μF 的 Buck 变换器的
输出电压谐波分量的仿真结果

*** FOURIER ANALYSIS					

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(2)					
DC COMPONENT = 5.000999E + 00					
HARMONIC NO.	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE(DEG)
1	1.000E + 03	1.435E - 01	1.000E + 00	-1.585E + 02	0.000E + 00
2	2.000E + 03	1.327E - 05	9.252E - 05	-1.266E + 02	1.904E + 02
3	3.000E + 03	2.902E - 03	2.023E - 02	9.671E + 01	5.723E + 02
4	4.000E + 03	5.810E - 06	4.050E - 05	-8.770E + 01	5.464E + 02
5	5.000E + 03	4.695E - 03	3.273E - 02	1.289E + 02	9.216E + 02
6	6.000E + 03	5.248E - 06	3.658E - 05	1.499E + 02	1.101E + 03
7	7.000E + 03	1.368E - 03	9.538E - 03	-2.745E + 01	1.082E + 03
8	8.000E + 03	4.318E - 06	3.010E - 05	-6.585E + 01	1.202E + 03
9	9.000E + 03	1.799E - 03	1.254E - 02	1.437E + 02	1.571E + 03

表 12.2 输出电感为 10mH、输出电容为 100μF 的 Buck 变换器
的输出电流谐波分量的仿真结果

*** FOURIER ANALYSIS					

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(LO)					
DC COMPONENT = 1.000200E + 00					
HARMONIC NO.	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE(DEG)
1	1.000E + 03	1.034E - 01	1.000E + 00	-8.972E + 01	0.000E + 00
2	2.000E + 03	1.559E - 05	1.508E - 04	-1.986E + 01	1.596E + 02
3	3.000E + 03	1.154E - 02	1.116E - 01	-9.151E + 01	1.776E + 02
4	4.000E + 03	5.996E - 06	5.798E - 05	-2.582E + 01	3.331E + 02
5	5.000E + 03	4.179E - 03	4.041E - 02	-9.160E + 01	3.570E + 02
6	6.000E + 03	3.884E - 06	3.755E - 05	-1.957E + 01	5.187E + 02
7	7.000E + 03	2.101E - 03	2.032E - 02	-9.289E + 01	5.351E + 02
8	8.000E + 03	3.025E - 06	3.506E - 05	-2.004E + 01	6.977E + 02
9	9.000E + 03	1.300E - 03	1.257E - 02	-9.085E + 01	7.166E + 02

其中，“N +”和“N -”是开关的两个节点，“NC +”和“NC -”分别是控制电压源的正、负端。流过开关的电流假设为从节点“N +”流入、从节点“N -”流出。当控制电压大于或等于 0.7V 时，开关进入导通状态，通态电阻为 0.01Ω 。当控制电压等于 0V 时，开关进入关断状态，关断电阻为 $10M\Omega$ 。当控制电压介于 0 ~ 0.7V 之间，控制电压和开关电阻的关系就相当复杂，在这个电压范围

表 12.3 输出电感为 50mH、输出电容为 500μF 的 Buck 变换器的输出电压谐波分量的仿真结果

**** FOURIER ANALYSIS					

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(2)					
DC COMPONENT = 5.001000E + 00					
HARMONIC NO.	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE(DEG)
1	1.000E + 03	5.763E - 03	1.000E + 00	-1.714E + 02	0.000E + 00
2	2.000E + 03	6.290E - 07	1.091E - 04	-1.641E + 02	1.787E + 02
3	3.000E + 03	2.280E - 04	3.955E - 02	6.387E + 01	5.780E + 02
4	4.000E + 03	1.681E - 07	2.917E - 05	-3.370E + 01	6.518E + 02
5	5.000E + 03	2.217E - 04	3.847E - 02	1.228E + 02	9.797E + 02
6	6.000E + 03	2.839E - 07	4.927E - 05	1.272E + 02	1.155E + 03
7	7.000E + 03	7.123E - 05	1.236E - 02	-1.278E + 01	1.187E + 03
8	8.000E + 03	1.692E - 07	2.935E - 05	-3.977E + 01	1.331E + 03
9	9.000E + 03	7.993E - 05	1.387E - 02	1.354E + 02	1.678E + 03

表 12.4 输出电感为 50mH、输出电容为 500μF 的 Buck 变换器的输出电流谐波分量的仿真结果

**** FOURIER ANALYSIS					

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(LO)					
DC COMPONENT = 1.000200E + 00					
HARMONIC NO.	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE(DEG)
1	1.000E + 03	2.032E - 02	1.000E + 00	-9.006E + 01	0.000E + 00
2	2.000E + 03	3.053E - 06	1.502E - 04	-1.984E + 01	1.603E + 02
3	3.000E + 03	2.282E - 03	1.123E - 01	-9.071E + 01	1.795E + 02
4	4.000E + 03	1.204E - 06	5.922E - 05	-2.555E + 01	3.347E + 02
5	5.000E + 03	8.251E - 04	4.060E - 02	-9.183E + 01	3.585E + 02
6	6.000E + 03	7.589E - 07	3.734E - 05	-1.917E + 01	5.212E + 02
7	7.000E + 03	4.181E - 04	2.057E - 02	-9.226E + 01	5.381E + 02
8	8.000E + 03	7.256E - 07	3.570E - 05	-1.999E + 01	7.005E + 02
9	9.000E + 03	2.565E - 04	1.262E - 02	-9.109E + 01	7.194E + 02

内，开关通态电阻是控制电压的函数。开关的关断电阻 R_{OFF} 必须小于 $1/G_{MIN}^{[107]}$ 或 $10^{12}\Omega$ (G_{MIN} 的默认值是 $10^{-12}S$)；开关的通态电阻 R_{ON} 必须大于零。 R_{OFF} 和 R_{ON} 的比值必须小于 10^{12} 。图 12.9 所示是电流控制型开关的图形符号。

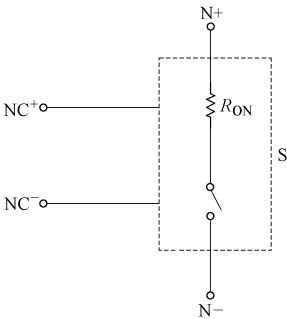


图 12.8 电压控制型开关的图形符号

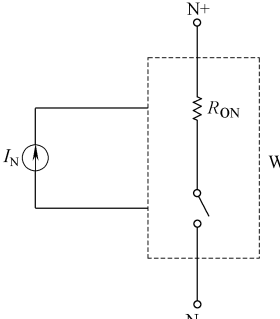


图 12.9 电流控制型开关的图形符号

在 PSpice 中，电流控制型开关的标号是 W。有关它的基本语句是

```
W <name> N+ N- VN WNAME
.MODEL WNAME ISWITCH( RON =0.01 ROFF =1E+7 ION =0.1 IOFF =0)
```

其中，“N+”和“N-”是开关的两个节点。“VN”是一个独立电压源，提供控制电流。当流过控制源“VN”的电流大于或等于 0.1A 时，开关进入导通状态，通态电阻为 0.01Ω 。当控制电流为零时，开关进入关断状态，关断电阻为 $10M\Omega$ 。在进行开关变换器仿真时，理想开关的无穷大关断电阻或零通态电阻经常会造成与储能元件相关的无穷大电流或电压，从而引起瞬态分析的收敛问题。因此，理想开关的关断电阻或通态电阻必须限制在实际可接受的数值范围内。图 12.10 所示是用理想电压控制型开关代替开关晶体管的开环 Buck 变换器电路图。

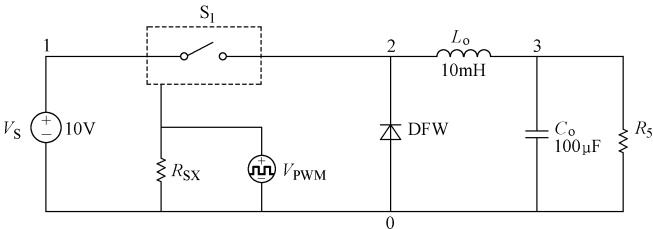


图 12.10 用理想电压控制型开关代替开关晶体管的开环 Buck 变换器电路图

假设开关频率为 1kHz、稳态占空比为 50%，关于理想 Buck 变换器的程序如下：

```
OPEN-LOOP BUCK CONVERTER WITH AN IDEAL SWITCH
* SWITCHING FREQUENCY =1KHZ;DUTY CYCLE =50%
VS 1 0 10.0
VPWM 100 101 PULSE(0 1 0 1US 1us 500US 1MS)
S1 1 2 100 101 SX
```

```

RSX 100 0 10G
DFW 0 2 D1
LO 2 3 10M
CO 3 0 100U
RL 3 0 5
.MODEL SX VSWITCH( RON =0.01 ROFF =1E +7 VON =1 VOFF =0)
.MODEL D1 D
.TRAN 0.05MS 20MS
.PROBE
.END
    
```

电阻 R_{SX} 的存在是为了满足 PSpice 在一个节点上至少有两个元件相接的要求。 R_{SX} 阻值为 $10G\Omega$ 就相当于开路。图 12.11 所示是 Buck 变换器输出电压、电感电流和电容电流的仿真波形。这些波形和图 12.2 所示的很相似。图 12.12 所示是输出电容电流和电容电压的稳态仿真波形。在这个例子里，输出电容的纹波电压滞后其纹波电流 90° 。

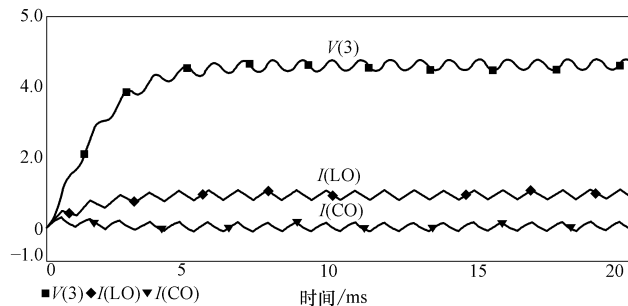


图 12.11 含理想开关的 Buck 变换器的输出电压 $V(3)$ 、电感电流 $I(L.O)$ 和电容电流 $I(CO)$ 的仿真波形

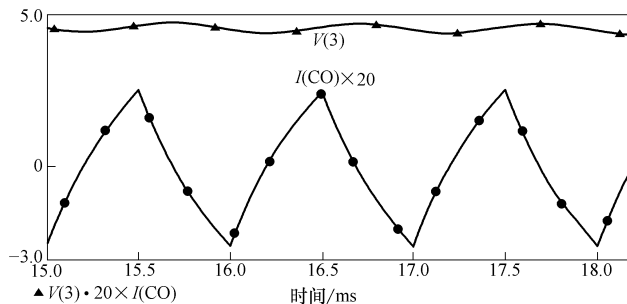


图 12.12 含理想开关的 Buck 变换器的电容电流 $I(CO)$ 和电容电压 $V(3)$ 的稳态仿真波形

在一些仿真过程中，定义开关变换器的初始条件是必需的，特别是开关变换器含有大的输出电容和大的输出电感时。如果不定义初始条件，那么可能会用大量的

执行时间去做这些开关变换器的稳态分析。若想在瞬态分析中定义初始条件，可以在相应的语句末尾加入初始条件，并如下修改 TRAN 语句：

```
LO 2 3 100U IC = 1
CO 3 0 IC = 5
. TRAN 2NS 200NS UIC
```

电感 LO 的电流初始值为 1A，输出电容 CO 的电压初始值为 5V。如果 TRAN 语句的末尾插入 UIC，那么在瞬态仿真开始前 PSpice 是不会计算工作偏置点的。图 12.13 所示是定义了初始条件以后 Buck 变换器的输出电压、电感电流和电容电流的稳态仿真波形。由于输出电容存储了初始能量，在整个仿真过程中经过一个开关周期后，输出电容的平均电流为零。起初的输出电压有过冲，但是其达到稳态值只需要 4 个开关周期（4ms）。

需要注意的是，变换器输出电压达到稳定值 5V 所需要的时间比先前没有定义初始条件的情况要短。

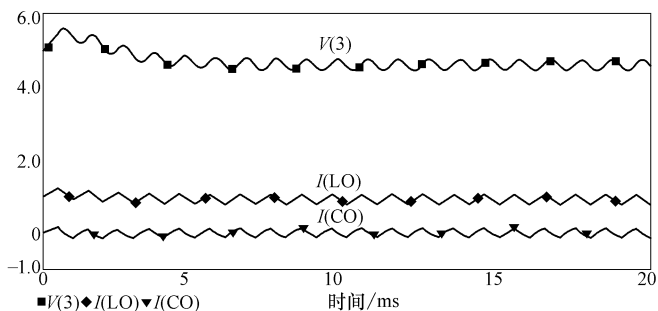


图 12.13 采用定义了初始条件，含理想开关的 Buck 变换器的输出电压 $V(3)$ 、电感电流 $I(LO)$ 和电容电流 $I(CO)$ 的稳态仿真波形

12.2.2 采用电路图输入的 PSpice 仿真

最新版本的 PSpice 为用户提供了图形输入界面（OrCAD 的 Capture），用户可以快速输入、注释说明和对 PSpice 输入文件进行纠错。鼓励使用图形输入界面来代替文本输入文件，下面的例子就是关于电路图输入的。

Boost 变换器 图 12.14 所示是一 Boost 变换器的 PSpice 电路图，其中开关晶体管被电压控制型开关所代替。它的开关频率为 1kHz，占空比为 50%。相应地，电路图中参数 PER 设为 1ms，PW 设为 0.5ms。

图 12.15 所示是 Boost 变换器输出电压的仿真波形。可以看到，输出电压的响应是欠阻尼特性的，其达到稳态值 16V 大约需要 15 个开关周期（15ms）。输出纹波电压的仿真值为 4.7V，与理论计算值很一致。

$$\Delta v_C = \frac{I_a D}{C f_S} = \frac{0.5V}{100 \times 10^{-6} \times 1000} = 5V \quad (12.3)$$

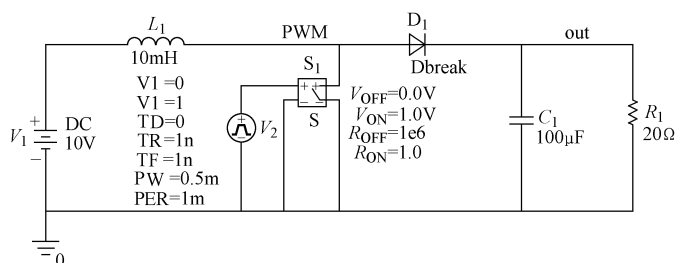


图 12.14 以电压控制型开关代替开关晶体管的 Boost 变换器的 PSpice 电路图

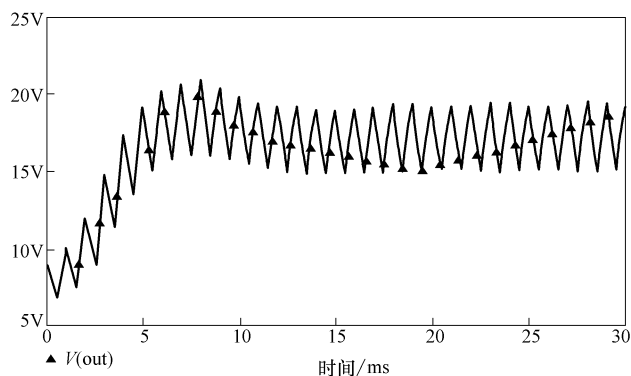


图 12.15 Boost 变换器输出电压的仿真波形

图 12.16 所示是 Boost 变换器输入电感电流和输出电容电流的仿真波形。输入电感电流的响应也是欠阻尼特性的，其纹波电流为 0.5 A，理论计算值为

$$\Delta I = \frac{V_S D}{L f_S} = \frac{10 \times 0.5 \text{ A}}{10 \times 10^{-3} \times 1000} = 0.5 \text{ A} \quad (12.4)$$

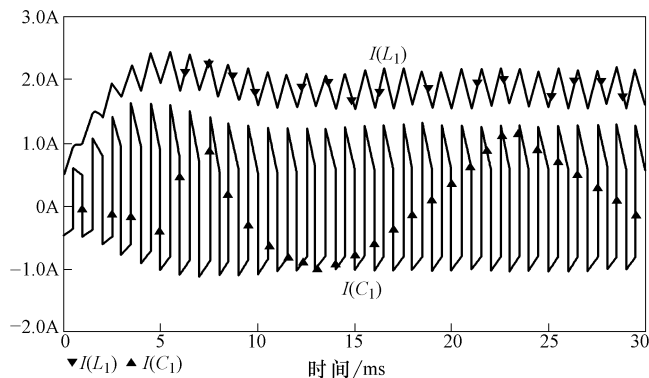


图 12.16 Boost 变换器输入电感电流和输出电容电流的仿真波形

采用行为建模的 PSpice 仿真 在实施具体的电路层次设计之前，模拟行为建模（ABM）可以在抽象的层面上先验证概念是否正确。因此，把模拟行为建模用于系统设计以节省时间。在 PSpice 中，ABM. OLB 元件库就包含了 ABM 元件。这些元件可以分成两部分，一部分是用来描述电路控制系统类型的，比如 SUM、GAIN、LAPLACE 和 HIPASS；另一部分是可控源元件，比如 EVALUE 和 GFREQ 分别是 PSpice 传统元件类型 E 和 G 的扩展。关于这些元件的详细说明，请参见 PSpice 的用户手册^[108]。

控制系统元件 控制系统元件含有一个输入端和一个输出端，其输入和输出电压的参考点是模拟地（节点 0）。这些元件可以直接相连，不需要外加假负载或者输入电阻。表 12.5 列出了按功能划分的控制系统元件，第 4 列给出了它们各自可设定的特征值以适用于各个不同的应用。

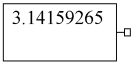
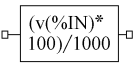
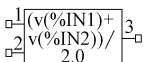
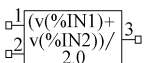
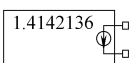
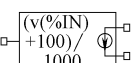
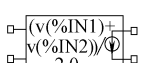
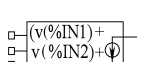
表 12.5 控制系统元件

类 别	元 件	功 能 描 述	特 性	符 号
基本元件	CONST	常数	VALUE	
	SUM	加法器		
	MULT	乘法器		
	GAIN	增益模块	增益	
	DIFF	减法器		
限幅器	LIMIT	硬限幅器	低,高	
	GLIMIT	带增益限幅器	低,高,增益	
	SOFTLIM	软(双曲正切)限幅器	低,高,增益	

(续)

类 别	元 件	功 能 描 述	特 性	符 号
切比雪夫滤波器	LOPASS	低通滤波器	通带边缘频率,阻带边缘频率,通带纹波,阻带	
	HIPASS	高通滤波器	通带边缘频率,阻带边缘频率,通带纹波,阻带	
	BANDPASS	带通滤波器	f_0, f_1, f_2, f_3 , 纹波, 阻带	
	BANDREJ	带阻滤波器	f_0, f_1, f_2, f_3 , 纹波, 阻带	
积分器和微分器	INTEG	积分器	增益	
	DIFFER	微分器	增益	
查表	TABLE	查表	行 1... 行 5	
	FTABLE	频率查表	行 1... 行 5	
拉普拉斯变换	LAPLACE	拉普拉斯表达式	分子,分母	
数学函数输入为“x”	ABS	$ x $		
	SQRT	$x^{1/2}$		
	PWR	$ x ^{EXP}$	次数	

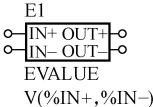
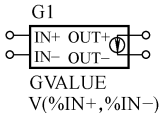
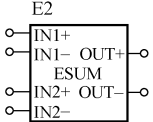
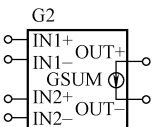
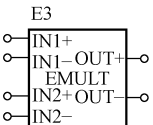
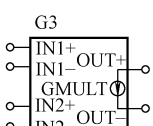
(续)

类 别	元 件	功 能 描 述	特 性	符 号
表达函数	PWRS	x^{EXP}	次数	
	LOG	$\ln(x)$		
	LOG10	$\log(x)$		
	EXP	e^x		
	SIN	$\sin(x)$		
	COS	$\cos(x)$		
	TAN	$\tan(x)$		
	ATAN	$\arctan(x)$		
	ARCTAN	$\arctan(x)$		
	ABM	无输入,电压 输出	表达式 1…表达 式 4	
	ABM1	1 路输入,电压 输出	表达式 1…表达 式 4	
	ABM2	2 路输入,电压 输出	表达式 1…表达 式 4	
	ABM3	3 路输入,电压 输出	表达式 1…表达 式 4	
	ABM/I	无输入,电流 输出	表达式 1…表达 式 4	
	ABM1/I	1 路输入,电流 输出	表达式 1…表达 式 4	
	ABM2/I	2 路输入,电流 输出	表达式 1…表达 式 4	
	ABM3/I	3 路输入,电流 输出	表达式 1…表达 式 4	

PSpice 等效元件包含差分输入和双端输出。它们分别属于 E 或 G 的元件类型。E 类型的元件得到的是电压输出，而 G 类型的元件得到的则是电流输出。它们的传递函数可包含输入电压和输入电流的任意组合。因此，它们的类型没有电压控制型和电流控制型之分，只是按输出的要求来分类。如果需要电压输出的，那就使用 E 类型的元件；如果需要电流输出的，那就使用 G 类型的元件。表 12.6 汇总了 ABM 元件库中的 PSpice 等效元件。

逻辑和运算算子以及数学函数均可应用于 ABM 元件的表达式中。表 12.7 和表 12.8 汇总了 PSpice 中的算子和函数。

表 12.6 PSpice 等效元件

类 别	元 件	功能描述	特 性	符 号
数学表达式	EVALUE	通用目的	表达式	E1 
	GVALUE			G1 
	ESUM	专用目的		E2 
	GSUM			G2 
	EMULT			E3 
	GMULT			G3 

(续)

类 别	元 件	功能描述	特 性	符 号
查表	ETABLE	通用目的	表达式	E4 IN+ OUT+ IN- OUT- ETABLE V(%IN+,%IN-)
	GTABLE		表格	G4 IN+ OUT+ IN- OUT- GTABLE V(%IN+,%IN-)
频率查表	EFREQ	通用目的	表达式	E5 IN+ OUT+ IN- OUT- EFREQ V(%IN+,%IN-)
	GFREQ		表格	G5 IN+ OUT+ IN- OUT- GFREQ V(%IN+,%IN-)
拉普拉斯变换	ELAPLACE	通用目的	表达式	E6 IN+ OUT+ IN- OUT- ELAPLACE V(%IN+,%IN-)
	GLAPLACE		电子表单	G4 IN+ OUT+ IN- OUT- GLAPLACE V(%IN+,%IN-)

表 12.7 ABM 表达式中的算子

操 作 类 型	操 作	功 能 描 述
算术	+	加或字符串串接
	-	减
	*	乘
	/	除
	**	求幂
逻辑 ^①	~	求反
		布尔或
	^	布尔异或
	&	布尔与
关系 ^①	=	等于判定
	≠	不等判定

(续)

操作类型	操作	功能描述
关系 ^①	$>$	大于判定
	$\geq$	大于或等于判定
	$<$	小于判定
	$\leq$	小于或等于判定

① 逻辑和关系算子用于 IF () 函数中。

表 12.8 算术表达式函数

函 数	功 能 描 述
ABS(x)	$ x $
SQRT(x)	$x^{1/2}$
EXP(x)	e^x
LOG(x)	$\ln(x)$
LOG ₁₀ (x)	$\lg(x)$
PWR(x, y)	$ x ^y$
PWRS(x, y)	$ x ^y$ (当 $x > 0$ 时); $- x ^y$ (当 $x < 0$ 时)
SIN(x)	$\sin(x)$, x 以弧度表示
ASIN(x)	$\arcsin(x)$, 结果以弧度表示
SINH(x)	$\sinh(x)$, x 以弧度表示
COS(x)	$\cos(x)$, x 以弧度表示
ACOS(x)	$\arccos(x)$, 结果以弧度表示
COSH(x)	$\cosh(x)$, x 以弧度表示
TAN(x)	$\tan(x)$, x 以弧度表示
ATAN(x) = ARCTAN(x)	$\arctan(x)$, 结果以弧度表示
ATAN2(y, x)	$\arctan(y/x)$, 结果以弧度表示
TANH(x)	$\tanh(x)$, x 以弧度表示
M(x)	x^a 的幅值, 等同于 ABS(x)
P(x)	x^a 的相位, 对于实数返回 0.0
R(x)	x^a 的实部
IMG(x)	x^a 的虚部, 仅用于交流分析
DDT(x)	x 的时间微分, 仅用于瞬态分析
SDT(x)	x 的时间积分, 仅用于瞬态分析
TABLE($x, x_1, y_1, \dots$)	一系列(x_n, y_n)点构成一个直线绘制函数, 由 x 可求出 y
MIN(x, y)	取 x, y 的最小值
MAX(x, y)	取 x, y 的最大值
LIMIT($x, \min, \max$)	$x <$ 小于最小值时, 取最小值; $x >$ 最大值时, 其他取 x
SGN(x)	$x > 0$ 时取 +1; $x = 0$ 时取 0; $x < 0$ 时取 -1
STP(x)	$x > 0$ 时取 1; 其余时间均取 0。用于阻止一个值, 直到延迟一个给定的时间段
IF(t, x, y)	当 t 为真时取 x , 否则取 y , 这里 t 是一个关系表达式, 用表 9.7 所示的关系算子

注: M(x), P(x), R(x) 和 IMG(x) 只适用于拉普拉斯表达式。

ABM 模块的使用实例 为方便读者设计和仿真开关变换器, 本节中所举的简单例子包括参数定义、三角波发生器、PWM 调制器和用于谐振变换器控制的压控

振荡器 VCO。

PARAM 是 Special 库中的元件，用来定义 ABM 模块可访问的全局参数。如图 12.17 所示，定义了 PI 和 freq 两个参数。ABM 模块调用这两个参数来实现频率为 freq 的正弦波发生器。TIME 是个跟踪仿真时间的内部全局参数。

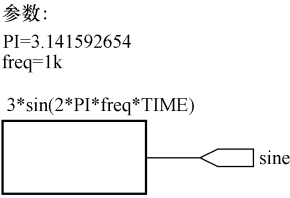


图 12.17 ABM 和 PARAM

任何 ABM 模块都可访问或调用节点电压。如图 12.18 所示，前一个例子（见图 12.17）的输出电压乘以 3 可得到一个控制输出。

ABM1 模块有一个输入 V (%IN) 和一个输出。如图 12.19 所示，可实现一 RMS 表功能。先将输入电压进行二次方运算，然后积分并除以积分时间，最后计算平方根。这里，IF 语句用来避免 TIME = 0 时出现分母等于 0 的情况。

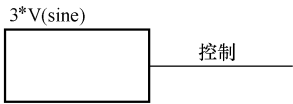


图 12.18 ABM 模块可访问节点电压

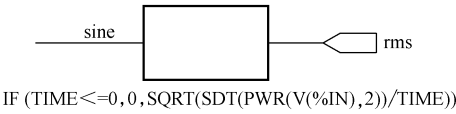


图 12.19 RMS 表

IF-THEN 语句的语法如下：

IF(ARGUMENT, THEN, ELSE)

ARGUMENT、THEN 和 ELSE 语句中可以包含节点电压、流过电压电源的电流、算术符号、逻辑符号和关系符号。例如

$IF (TIME \leq 0, 0, \sqrt{SDT(PWR(V(\%IN), 2)) / TIME})$

当 $TIME \leq 0$ 时，输出为 0；其他时刻，输出 rms 表达式的计算结果。

另一个使用 IF 语句的例子如下：

$IF (V(IN) > 3, 12, V(IN) * 4)$

这个语句可判断输入电压是否大于 3V。如果大于 3V，那么输出电压为饱和值 12V；否则，输出电压是输入电压的 4 倍。这个例子可用来模拟供电电压为 12V 的线性放大器。

如图 12.20 所示，采用 ABM 模块可以轻松实现 PWM 调制器。 V_4 是一脉冲电压源，通过设定合适的参数，可用来模拟一个三角波发生器。选用的 ABM2 模块有两个输入，即 V (%IN1) 和 V (%IN2)。在写入 IF 语句之后，ABM2 模块就成为了一个理想比较器。当控制信号大于三角波信号时，PWM 输出为 1；否则，PWM 输出为 0。

在使用 ABM 元件时，“part not annotated” 是常见的出错信息。由于某种原因，Capture 没有自动地为这些元件命名，从而导致错误的产生。记住要手动地去为这些元件命名，比如 ABM2a。

图 12.21 所示为 VCO 的实现。ABM1 模块用来模拟一个正弦波发生器，其频率与输入电压成正比。因此，只要改变 $V(\%IN)$ 就能改变 VCO 的输出频率。

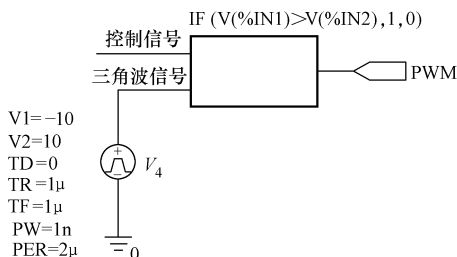


图 12.20 PWM 调制器

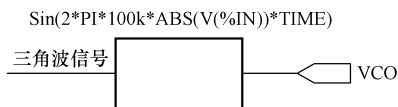


图 12.21 用 ABM1 模块实现 VCO

采用控制模块的 PSpice 仿真 图 12.22 所示是采用控制模块实现的 PWM 调制器。控制信号和三角波信号通过 DIFF 元件进行相减，其运算结果经过高增益的 GLIMIT 处理，得到的 PWM 输出不是 0V 就是 10V。在这里，高增益的 GLIMIT 相当于比较器。

图 12.23 所示是一个简单的运算放大器模型。有限的输入阻抗用 R_1 和 R_2 模拟，反相输入端信号 “In -” 和同相输出端信号 “In +” 通过 DIFF 元件进行相减。运算放

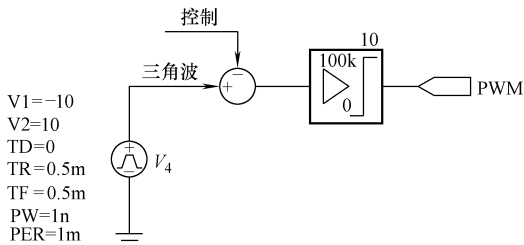


图 12.22 采用控制模块实现的 PWM 调制器

放大器的高开环增益（即 $100k$ ）用一个 GAIN 模块来描述。拉普拉斯模块则用来描述开环频率响应，含有一个低频极点。LIMIT 模块可限制输出电压只在定义的参数 V_{CC} 和 V_{EE} 之间摆动，这很好地模拟了当运算放大器输出电压幅值达到供电电源电压时出现的饱和现象。运算放大器的开环频率响应如图 12.24 所示。

用上述运算放大器模型可以实现闭环增益为 11 的放大器，如图 12.25 所示。其频率响应如图 12.26 所示。需要注意的是，根据反馈理论^[109]，增益的下降与带宽的增加成相同的比例关系（即 $1 + \beta A$ ）。

PWM 电压模式控制的 Boost 变换器 在图 12.14 所示的开环 Boost 变换器上加入闭环控制，就可以得到如图 12.27 所示的闭环 Boost 变换器。闭环 Boost 变换器的输出电压为 20V，其瞬态响应具有临界阻尼特性。由图 12.15 可知，开环 Boost 变换器的输出超调电压达到 22V 后，经 15ms 稳定于 17V。用 ABM 元件模拟反馈环节中的元件可加快设计过程。电压控制电压源 E_1 用来对输出电压进行采样。检测电压 $V(\text{sense}) = V(\text{out}) \times 0.25$ ，其中 0.25 为 E_1 的电压增益。器件 E_1 可用实际的具有相同比例的电阻分压电路代替。图 12.27 中的虚线框部分是误差放大器的模型，与减法器相连接的增益模块描述的是误差放大器的闭环增益，拉普拉斯元件

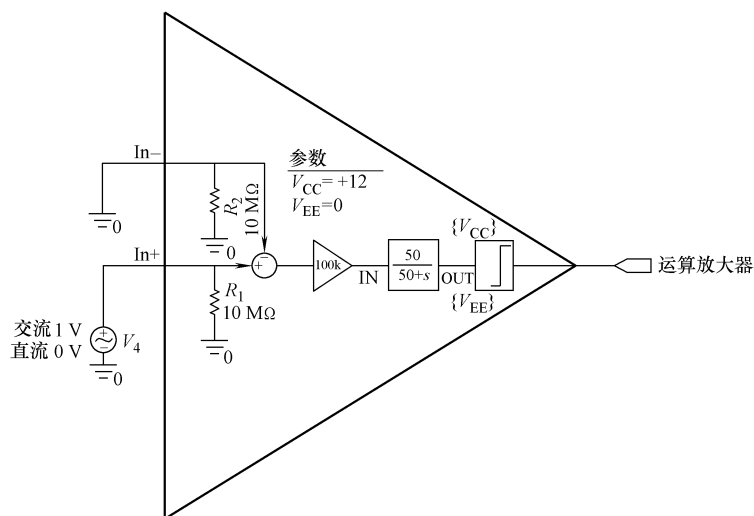


图 12.23 运算放大器模型

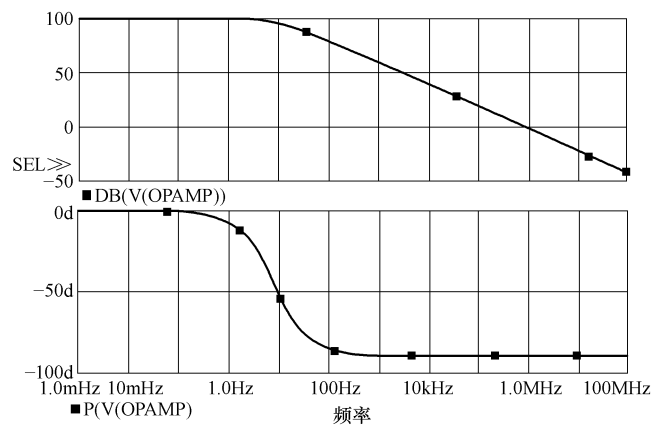


图 12.24 运算放大器的开环频率响应

描述的是闭环频率响应，而限幅器描述的是误差放大器输出的饱和值（即供电电压）。误差放大器的输入是参考电压和检测电压，误差信号与这两个电压的差值成正比。如前面所述，PWM 调制器是用 ABM2 元件实现的。PWM 调制器的输入是控制信号和锯齿波信号。锯齿波信号由脉冲电源 V_4 产生，控制信号是误差电压与参考电压之和。在这里使用加法器是非常简便的，不需要修改电路就能仿真闭环响应；而且，若要仿真开环响应，断开误差放大器输出与加法器的连接，并把加法器未连接的输入端接地即可。在这种开环的情况下，参考电压仍与 PWM 调制器相连接。需要注意的是，此时误差信号依然反映开环输出电压和参考电压之间的差值。

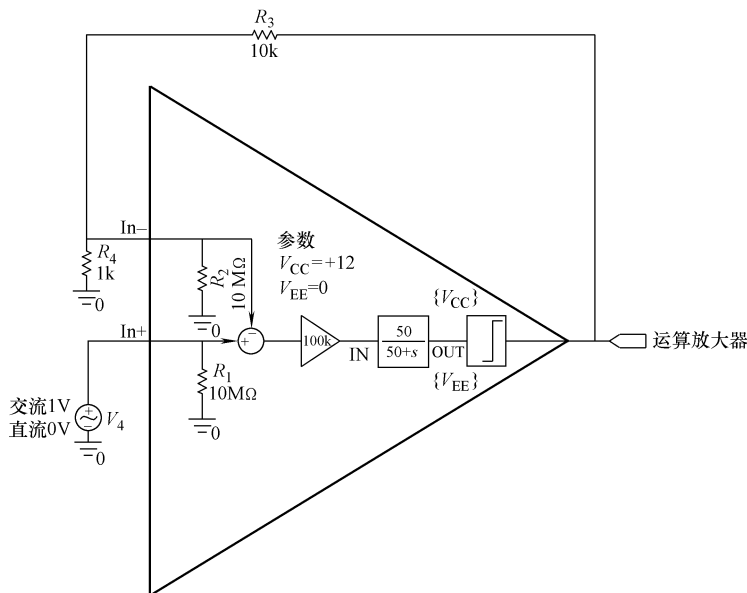


图 12.25 闭环放大器

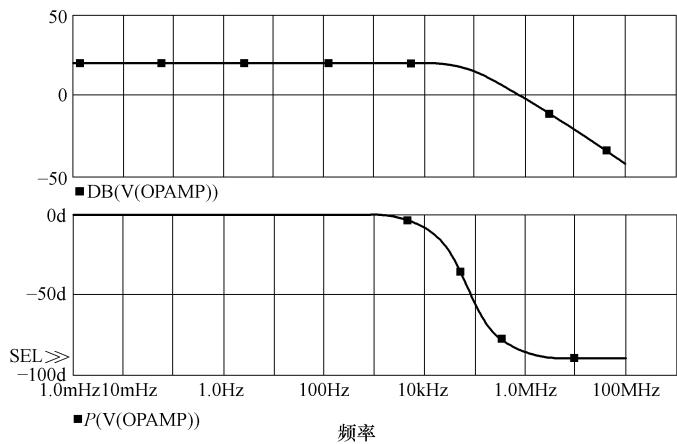


图 12.26 闭环频率响应

图 12.28 所示是闭环 Boost 变换器的控制、误差和输出电压以及它们各自的平均值。通过调节误差放大器增益,使得 Boost 变换器具有临界阻尼特性的瞬态响应。输出电压在 4ms 内就稳定于 20V,而且没有过冲超调。与此同时,误差接近零,控制电压接近 5V (即 $20\text{V}/\text{增益 } E_1$)。

采用元器件供应商模型的 PSpice 仿真 在搭建电路样机之前,使用元器件供应商模型进行电路仿真是最后一个步骤。在仿真中,建议考虑实际电路和元器件的

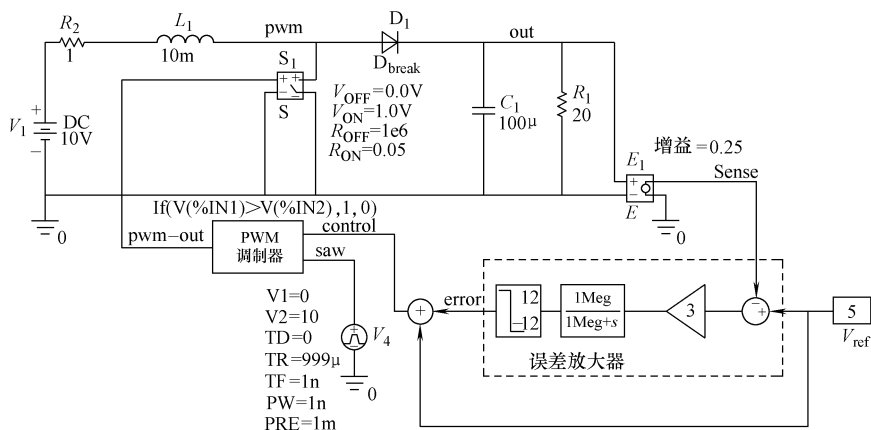


图 12.27 闭环 Boost 变换器

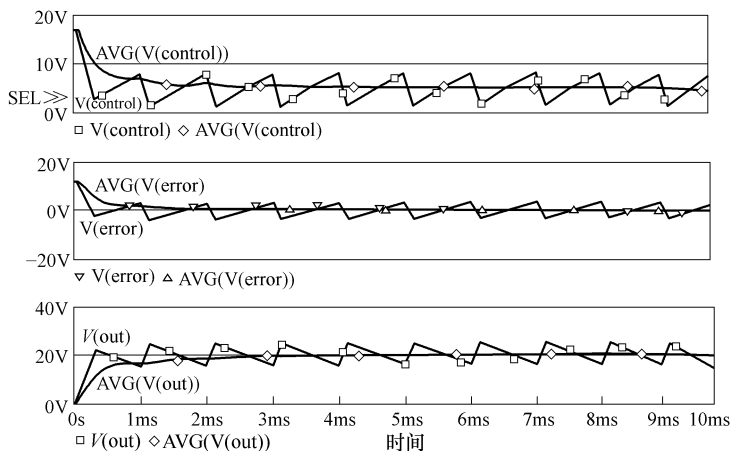


图 12.28 闭环 Boost 变换器的电压波形

寄生参数。由于大多数功率半导体器件存在着极端的非线性特性，MODEL 语句无法模拟出它们的瞬态响应，所以 MODEL 语句不应该被用来模拟封装的寄生效应，也很少被用来作开关器件的瞬态仿真分析。实际上，在作瞬态仿真分析时，应该使用代表功率 MOSFET 的 SUBCIRCUIT。

例 12.1 继续图 12.27 所示 Boost 变换器的设计。用元器件供应商模型代替 ABM 元件，把电感和电容的寄生参数也考虑进去，可以得到如图 12.29 所示的电路。把电感 L_1 的初始电流设成零，否则仿真结果有可能是错误的。为了提高收敛性，仿真选项可如下设置：

```
. TRAN 0 30m 0 0.1u
. OPTIONS STEPGMIN
. OPTIONS ABSTOL = 10p

. OPTIONS ITL1 = 400
. OPTIONS ITL4 = 500
. OPTIONS RELTOL = 0.01
. OPTIONS VNTOL = 10u
```

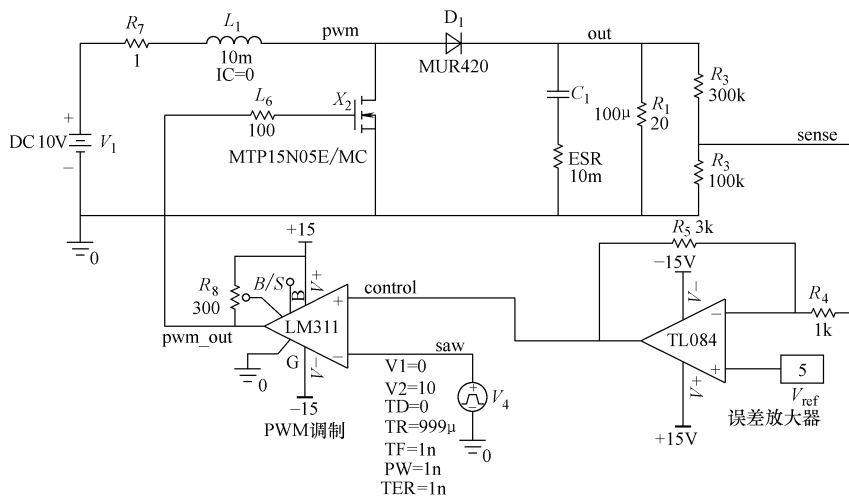


图 12.29 采用元器件供应商模型的闭环 Boost 变换器

图 12.30 所示是 Boost 变换器电感电流、控制电压和输出电压的仿真波形。因

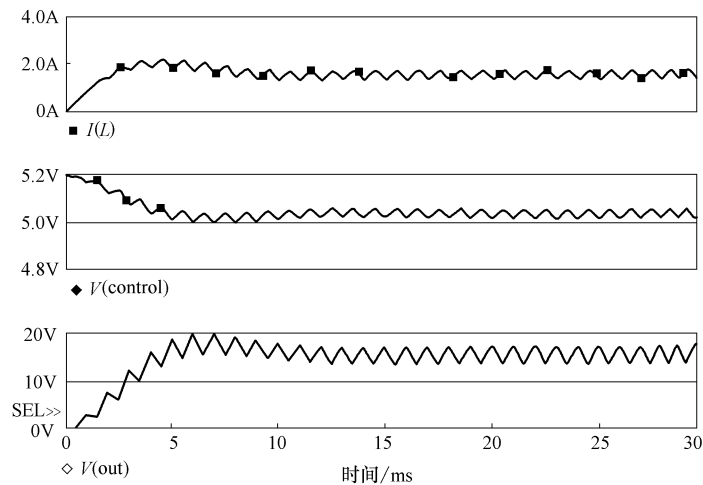


图 12.30 闭环 Boost 变换器的仿真波形

初始电流 $I_c = 0$, $I(L_1)$ 从零开始。稳定的控制电压平均值稍大于 5V, 这是为了补偿因非理想电路元器件产生的损耗。为了任何时刻都能控制变换器, 避免控制信号出现饱和就显得非常重要。Boost 变换器的稳态平均输出电压略小于 20V。若要实现输出电压的零稳态误差, 就需要采用 PI 控制器。同时, $V(out)$ 达到稳定时几乎没有过冲。

与使用 ABM 元件仿真相比, 使用元器件供应商模型的仿真时间要长一倍, 输出数据文件也更大。

12.2.3 开关变换器的小信号分析

正如第 6 章讨论的一样, 许多开关变换器的线性小信号模型已经建立起来。OrCAD/PSpice 就包含有基于 Vorpérian 模型的线性元件库 SWIT_RAV. LIB^[67,68], 该库中的元件如表 12.9 所示。

表 12.9 Vorpérian 模型

SWIT_RAV. LIB 元件		
元件名	功 能 描 述	参 数
CMLSCCM	电流模式大信号连续导电模式	Se:外部斜坡斜率(v/s) FS:工作频率 Lf1:滤波电感 Ri:电流反馈系数
CMSSCCM	电流模式小信号连续导电模式	Se:外部斜坡斜率(v/s) Sn:电流检测斜坡斜率(v/s) FS:工作频率 D:占空比 Lf1:滤波电感 Ic:电容 C 上的电流 Vap:端口 a 和 p 间的电压 Ri:电流反馈系数
QRLSZCS	准谐振大信号零电流开关	VCOCOEFF:压频转换系数 Foffset:频率补偿 Lo:谐振滤波电感 Co:谐振电容值 N:全波时, $N = 2$; 半波时, $N = 1$
VMCCMDCM	电压模式连续导电模式和断续导电模式	RMPHITE:外斜坡高度 VALLEYV:外斜坡谷电压 LFIL:滤波电感 FS:工作频率 START:这种模式必需的设定启动时间
VMLSCCM	电压模式大信号连续导电模式	RMPHITE:外斜坡高度 VALLEYV:外斜坡谷电压

(续)

SWIT_RAV. LIB 元件		
元件名	功 能 描 述	参 数
VMLSDCM	电压模式大信号断续导电模式	RMPHITE;外斜坡高度 VALLEYV;外斜坡谷电压 LFIL;滤波电感 FS;工作频率
VMSSCCM	电压模式小信号连续导电模式	RMPHITE;外斜坡高度 D;占空比 Ic;电容 C 上的电流 Vap;端口 a 和 p 间电压 Rsw;开关导通电阻 Rd;二极管导通电阻 Rm;模拟基底存储效应 Re;电容 ESR

电压模式小信号连续导电模式的 PSpice 模型（即 VMSSCCM 元件）如下所示。VMSSCCM 元件的参数和 Vorperian 模型^[67]的参数一致，其参数的说明可参见第 6 章。对每一个特定的电路，这些参数都必须专门设置，注意斜坡高度的默认值为 2V。

```
***** VMSSCCM *****
*
* Small signal continuous conduction voltage mode model
* Params;RMPHITE →External ramp height
* D →Duty cycle
* Ic →Current flowing from terminal C
*      See diagrams;but for buck it is  $V_o/r$ ,for boost it is lin
* Vap →Voltage across terminal A P
*      See diagrams;but for buck it is Vin
* Rsw →Switch on resistance
* Rd →diode on resistance
* Rm →which models the base storage effects
* Re →models ripple across ESR of cap
*
* Pins control voltage ——
* common ——|
* passive ——||
```

```

* ACTIVE—|||
*          |||
. subckt VMSSCCM A P C VC Params:
    RMPHITE = 2 D = 0.4 IC = 1 VAP = 20
+   Rsw = 1E-6 Rd = 1E-6 Re = 1E-6 Rm = 1E-6
efm 4 0 value = { v( Vc ) / rmphite }
e2 A 6 value = { v( 0, 4 ) * Vap / d }
g1 A P value = { v( 4 ) * IC }
gxfr 6 P VALUE = { I( vms ) * D }
exfr 9 P VALUE = { V( 6, P ) * D }
vms 9 8 0
rd 8 C { d * rd + ( 1 - d ) * rsw + d * ( 1 - d ) * re + rm }
rope 4 0 1g
rgnd 0 P 1g
. ends

```

图 12.14 所示的 Boost 变换器的小信号模型如图 12.31 所示, 该小信号模型还包含了电路的损耗。小信号交流分析是用来研究针对占空比小信号 $\hat{d}$ 变化时平均参数的频率特性。在图 12.31 中, 请注意 VMSSCCM 元件的连接方法。公共端 C 连接于开关管与二极管的公共节点; 有源端 A 连接于开关管的另一端; 无源端 P 连接于二极管的另一端; 控制端 VC 与占空比发生器相连接。取图 12.14 中参数的平均值, VMSSCCM 元件的参数取值如下:

$D = 0.5$, 为平均占空比;

$IC = -1.84A$, 为流出公共端的平均电流, 本电路中等于 $-I_{L1}$;

$RD = 1e-6$, 为二极管的动态电阻;

$RE = 10m\Omega$, 为电容 ESR;

$RM = 1e-6$, 模拟基底存储效应;

$RMPHITE = 10$, 设置斜坡高度为 10V, 此参数被用在小信号增益中;

$RSW = 10m\Omega$, 为开关导通电阻;

$VAP = -17.6V$, 为 A、P 端的平均电压, 在这个电路里, 等于 $-V_{out}$ 。

图 12.32 所示是流过电感的平均电流 $I(L_1)$ 和平均输出电压 $V(OUT)$ 。这些波形给出的是图 12.15 所示波形的平均变化趋势, 没有开关纹波。应该注意的是, 这个模型能够准确地预测直流分量以及 $1/2$ 开关频率以下的小信号交流分量。

开环传递函数 图 12.33 所示是 Boost 变换器输出-控制传递函数的波特图。它代表了占空比小信号变化时输出电压的频率特性。从博德图上可以观察到, 这是个包含有一个右半平面 (RHP) 的零点的欠阻尼的二阶系统。根据表 6.3 中的公式

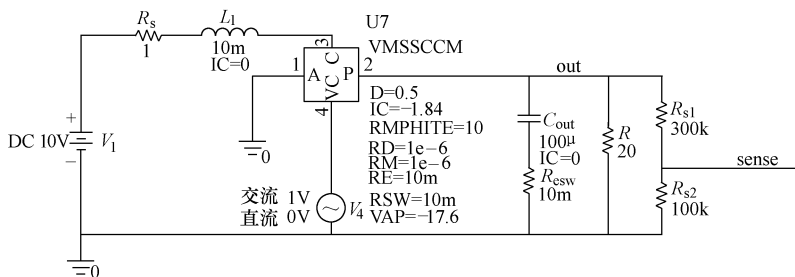


图 12.31 小信号交流分析

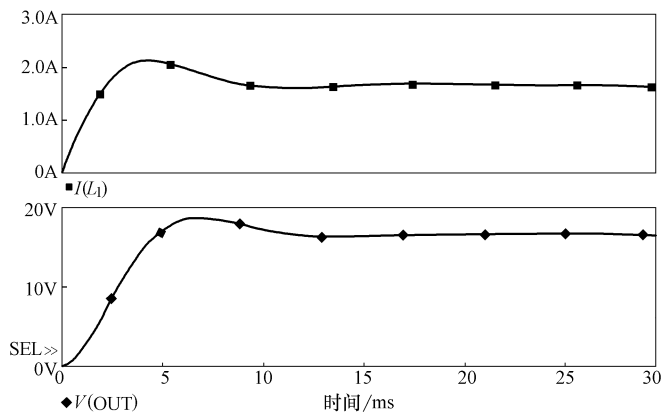


图 12.32 小信号交流分析的平均波形

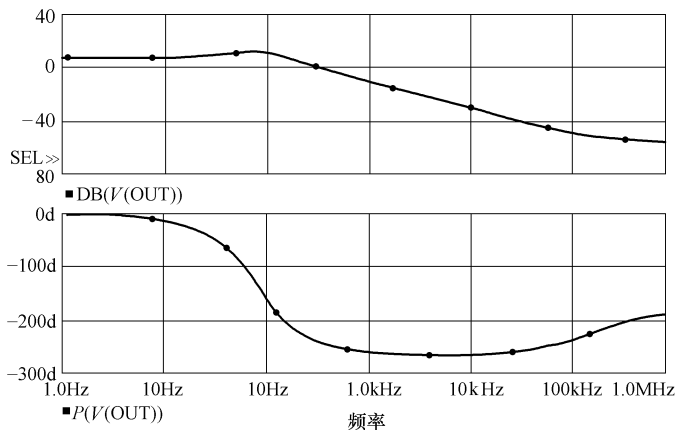


图 12.33 输出-控制频率响应

可知，由输出滤波器引起的复共轭极点频率为 $f_0 = (1 - D) / (2\pi \sqrt{LC_{out}}) = 25\text{Hz}$ ；
由输出电容等效串联电阻（ESR）引起的左半平面零点频率为 $f_{Z_{ESR}} = 1 / (2\pi R_{esr})$

$C_{out} = 159\text{kHz}$ ，右半平面零点频率为 $f_{Z_{RHP}} = (1 - D)^2 R_{load} / (2\pi L) = 79.6\text{Hz}$ 。因为由输出电容 ESR 引起的零点频率非常高（大于开关频率的 10 倍），所以对 $f_s/2$ 以下的频率响应不造成影响。右半平面零点位于低频率端，很接近输出滤波器的转折频率。由于两个极点和右半平面零点的综合影响，幅值以 -20dB/dec 的斜率向下减小，在频率 1kHz 以上相位达到 -270° 。

输入阻抗 要仿真计算输入阻抗，可以按图 12.34 所示在直流（DC）电压源上串联一小信号交流（AC）电压源。在运行 AC 分析之后，可以绘出输入阻抗，也就是 AC 电压源电压与电流的比值，如图 12.35 所示。

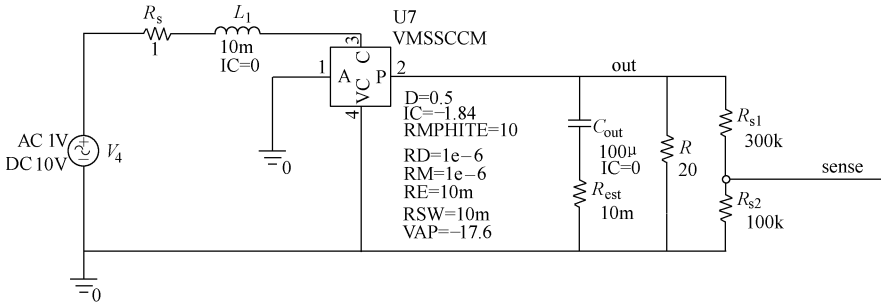


图 12.34 绘制输入阻抗的仿真模型

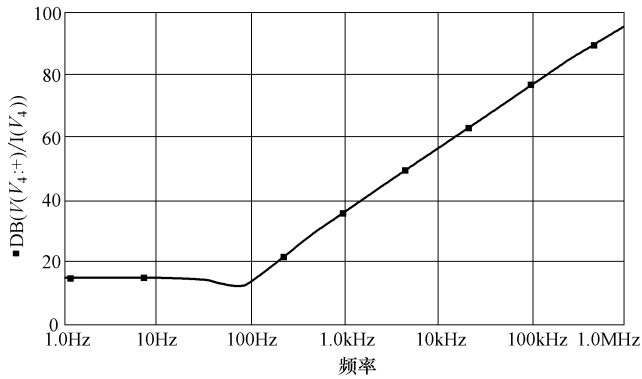


图 12.35 输入阻抗

输出阻抗 要仿真计算输出阻抗，可以按图 12.36 所示，在输出端并联一个小信号交流（AC）电压源。在运行 AC 分析之后，可以绘出输出阻抗，也就是 AC 电压源电压与电流的比值，如图 12.37 所示。可以看到，输出阻抗的峰值位于 100Hz 频率处。

小信号瞬态分析 平均模型也可以用来作小信号瞬态分析，这对预测由于电路参数（如占空比、输入电压、负载电流等）发生变化后开关变换器的工作特性非常有用。

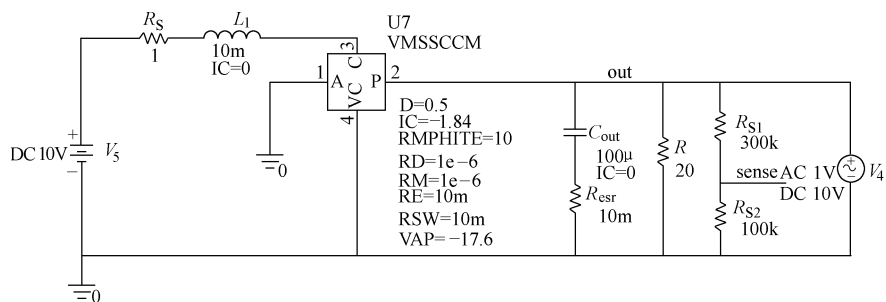


图 12.36 绘制输出阻抗的仿真模型

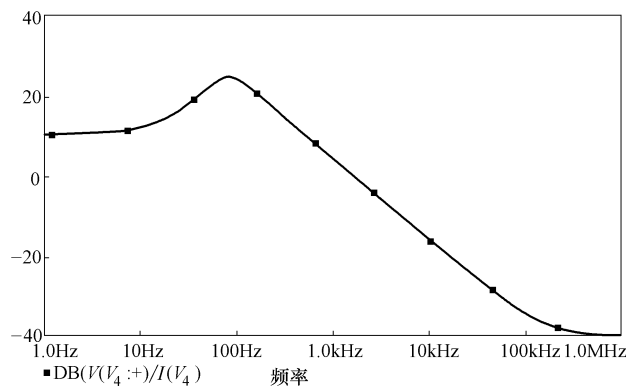


图 12.37 输出阻抗

图 12.38 所示是在 20ms 时占空比发生阶跃变化的仿真电路图，占空比的阶跃幅值为 1V。图 12.39 所示是占空比阶跃变化前、后输入电感电流和输出电压的仿真波形。这些波形显示的是开关变换器在占空比阶跃变化时的平均动态响应。随着占空比的增加，电流波形幅值瞬时增加，而电压波形则显示了非最小相位系统的典型特征，因为输出电压先是减小，然后对应于占空比的增加再逐渐增大。

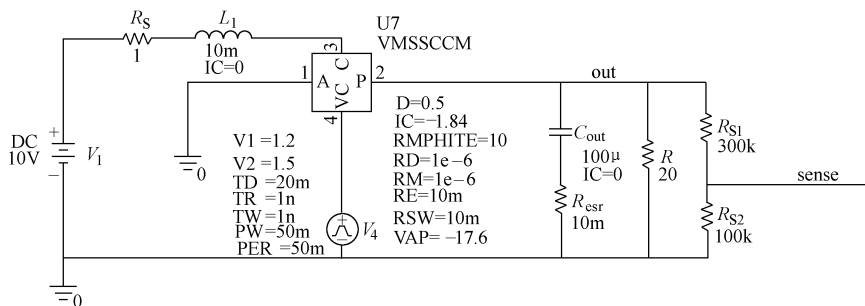


图 12.38 小信号瞬态分析的仿真设置

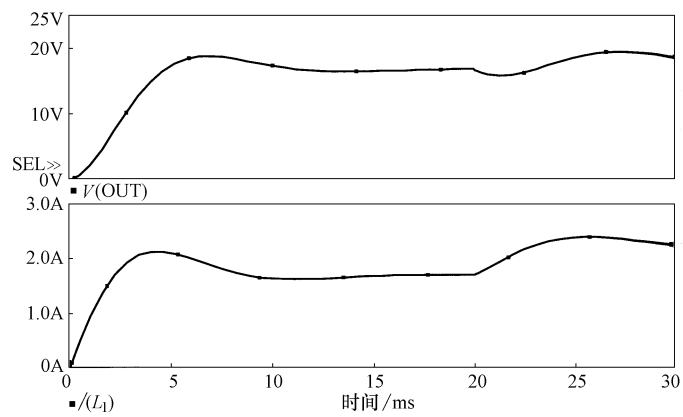


图 12.39 小信号瞬态分析

其他的平均模型可以从网页 <http://pagesperso-orange.fr/cbasso/SPICE.htm> 上 Basso 的书^[73]中免费下载。在 SMPSRECIPES.LIB 库中，包含有 Ridley^[69]推出的适用于电压和电流模式控制的平均模型，这种模型包含有电感，而且还提供了其他一些元件用来模拟不同的开关变换器拓扑。图 12.40 所示是由 Yaakov^[71]推出的 BOOST-VM 元件。可以看到，元件参数之一就是电感值 L ，使用 BOOSTVM 元件，可以得到如图 12.41所示的平均输出电压波形。

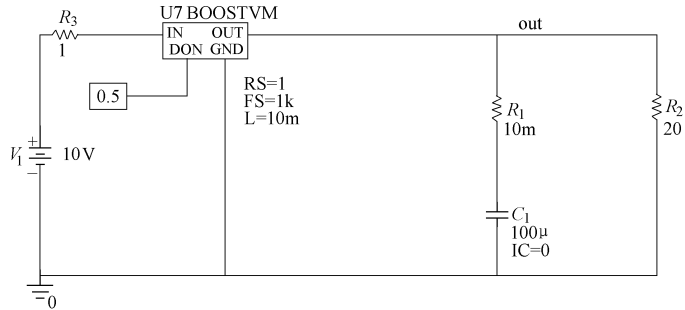


图 12.40 电压控制型 Boost 变换器的平均电感模型

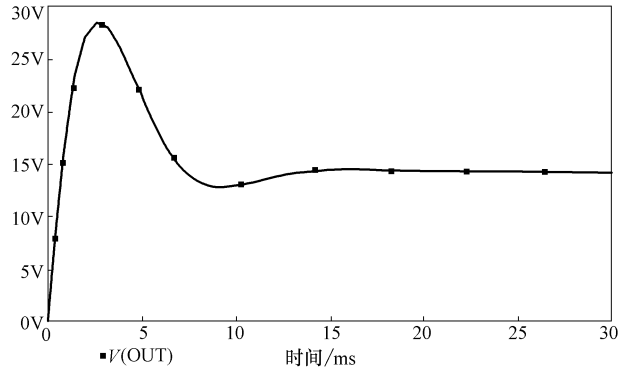


图 12.41 由平均电感模型得到的输出电压

测量环路增益 图 12.42 所示为测量环路增益的电路。因为在平均模型中不存在开关动作, 所以二极管不是必需的。但是如有需要, 二极管的一些动态特性, 如电压降、电容以及动态电阻等, 也可以被包括进去。

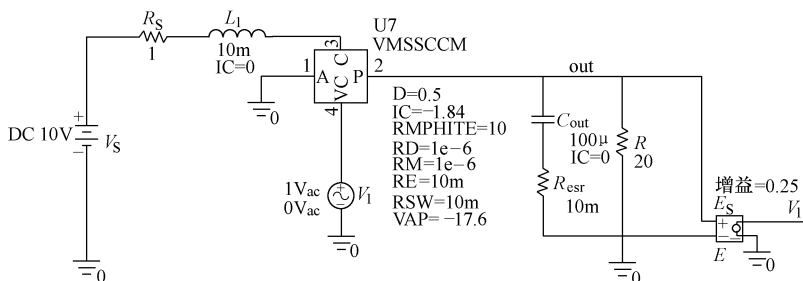


图 12.42 测量环路增益的仿真电路设置

我们可以通过从 V_1 到 V_f 的环路来测量增益 (即 βA)。

频率补偿 对上述图 12.42 所示的电路, 开关频率为 1kHz, 我们选择 $f_1 = 100\text{Hz}$, 环路增益博德图 (见图 12.43) 表明相位补偿是必需的。既然由输出电容 ESR 引起的零点频率比 f_1 相对要高 (可达 100kHz), 我们可采用 2 个零点、3 个极点 (PID) 的补偿网络来实现需要的相位裕量。

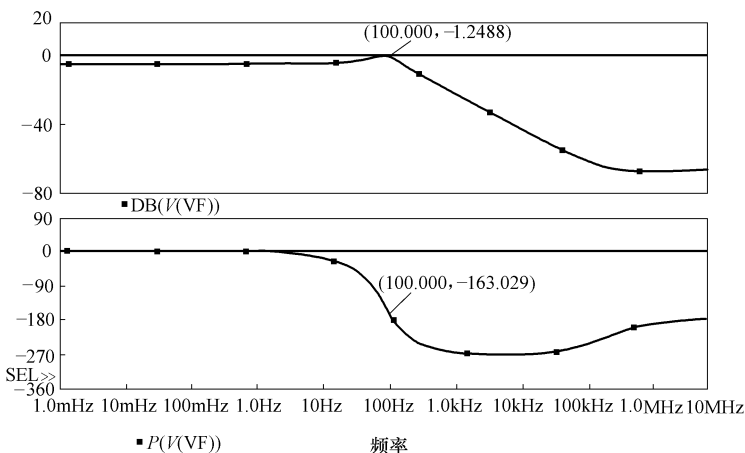


图 12.43 环路增益博德图

PID 补偿 2 个零点、3 个极点的补偿网络在 f_1 处的相位和幅值分别由式 (12.5) 和式 (12.6) 给出

$$\theta_{\text{comp}}(f_1) = -90^\circ + 2\arctan\left(\frac{f_1}{f_z}\right) - 2\arctan\left(\frac{f_1}{f_p}\right) \quad (12.5)$$

$$M_{\text{comp}}(f_1) = -20\log_{10}(2\pi f_1) + 40\log_{10}\left(\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f_z}\right)^2}\right) - 40\log_{10}\left(\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f_p}\right)^2}\right) \quad (12.6)$$

从式 (12.5) 可以推导出下式:

$$f_{1z} = \frac{f_1}{f_z} = \tan\left(\frac{\theta_{\text{comp}} + 90^\circ + 2\arctan(f_1/f_p)}{2}\right) \quad (12.7)$$

把式 (12.7) 代入式 (12.6), 可得

$$M_{\text{comp}}(f_1) = -20\log_{10}(2\pi f_1) + 40\log_{10}\left(\sqrt{1 + (f_{1z})^2}\right) - 40\log_{10}\left(\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f_p}\right)^2}\right) \quad (12.8)$$

一旦确定好双极点和双零点的位置, 我们可以计算出补偿网络的元件参数值

$$\begin{aligned} f_{p1} &= \frac{1}{2\pi R_3 C_3}, f_{p2} = \frac{(C_1 + C_2)}{2\pi R_2 C_1 C_2}, f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}, \\ f_{z2} &= \frac{1}{2\pi (R_1 + R_3) C_3}, K_1 = \frac{R_2}{R_1}, K_2 = \frac{R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 R_3}, \\ \frac{R_3}{R_2} C_3 &= \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \end{aligned} \quad (12.9)$$

以下 MATLAB 程序可求出式 (12.8) 的解, 并根据式 (12.9) 计算出网络元件参数值。

```
% iteratively solve for pole location on a
% 3-pole 2-zeros compensation network
clear all
PhaseBoost=32; % needed phase boost at fl (comp network phase at fl)
GainBoost = -7; % needed gain boost at fl in dB
fl = 100; % defined by designer, has to be < (fs/2) in Hz
d2r = pi/180; % degree to radian conversion
fpd = 7.5 * fl; % initial guess
m = 1; % keeps the while going
while(m),
    flz = tan((PhaseBoost * d2r + 90 * d2r + 2 * atan(fl/fpd))/2); % fl/fz
    flz = abs(flz);
    fzd = fl/abs(flz);
    % Mag_comp_fl is the Magnitude of the comp. network at fl
```

```

Mag_comp_f1 = -20 * log10(2 * pi * f1) + 20 * log10(1 + (f1z)^2) - 20 *
log10
    (1 + (f1/fpd)^2)
Ph_comp = -90 + 2 * atan(f1/fzd)/d2r - 2 * atan(f1/fpd)/d2r
if( ( Mag_comp_f1 - GainBoost) > 1)
    df = 2;% frequency resolution
    fpd = fpd + df;
elseif( ( Mag_comp_f1 - GainBoost) > 0.1)
    df = 0.01;
    fpd = fpd + df;
elseif( ( Mag_comp_f1 - GainBoost) < -1)
    df = 2;
    fpd = fpd - df;
elseif( ( Mag_comp_f1 - GainBoost) < -0.1)
    df = 0.01;
    fpd = fpd - df;
else
    m = 0;% stop the while
end
end
% check phase
Ph_comp = -90 + 2 * atan(f1/fzd)/d2r - 2 * atan(f1/fpd)/d2r;
% Claculate k1 and k2
% k1 is the gain of the comp network at fzd
k1_db = -20 * log10(2 * pi * fzd) + 20 * log10(1 + (fzd/fzd)^2) - 20 * log10
    (1 + (fzd/fpd)^2)
k1 = power(10,k1_db/20)
% k2 is the gain of the comp network at fpd
k2_db = -20 * log10(2 * pi * fpd) + 20 * log10(1 + (fpd/fzd)^2) - 20 * log10
    (1 + (fpd/fpd)^2)
k2 = power(10,k2_db/20)
% calculate components
R1 = 10e3;% selected by designer
R2 = k1 * R1

```

$$R3 = R1 / ((fpd/fzd) - 1)$$

$$C1 = 1 / (2 * pi * R2 * fzd)$$

$$C2 = C1 / ((fpd/fzd) - 1)$$

$$C3 = 1 / (2 * pi * R3 * fpd)$$

The result of the calculation is:

$$\text{Mag\_comp\_fl} = -7.0985$$

$$\text{Ph\_comp} = 32$$

$$k1\_db = -24.6094$$

$$k1 = 0.0588$$

$$k2\_db = -5.0259$$

$$k2 = 0.5607$$

$$R2 = 588.2076$$

$$R3 = 269.7258$$

$$C1 = 5.0034e - 005$$

$$C2 = 1.3496e - 006$$

$$C3 = 2.8658e - 006$$

通过运行小信号交流仿真可以优化调整补偿网络的元件参数,得到满意的相位裕量。一旦计算出补偿网络元件参数的最终值,我们就可以评估开关变换器的闭环瞬态响应。根据变换器未建模时的动态特性,调节补偿网络的相位和增益系数,可得到 $\text{PhaseBoost} = 52$ 和 $\text{GainBoost} = -8\text{dB}$ 。具体元件值如图 12.44 所示。变换器开关频率为 1kHz 时 Boost 变换器仿真波形[⊖]如图 12.45 所示。

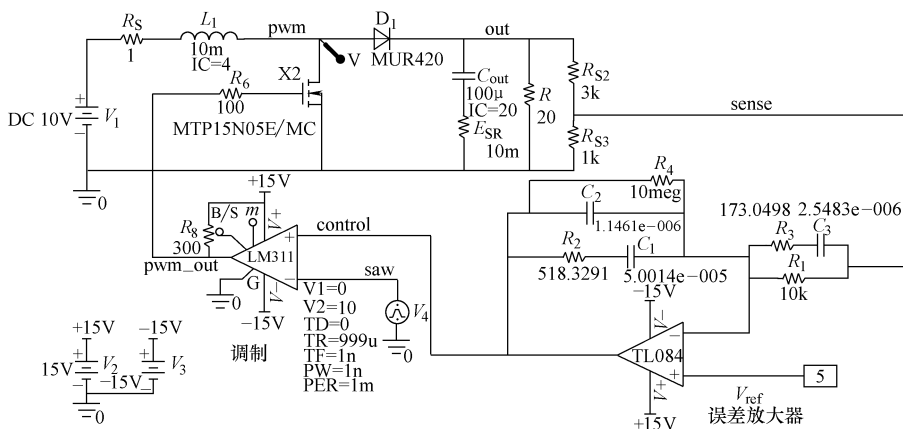


图 12.44 含 PID 补偿器的 Boost 变换器

⊖ 原书误为“输出电压”。——译者注

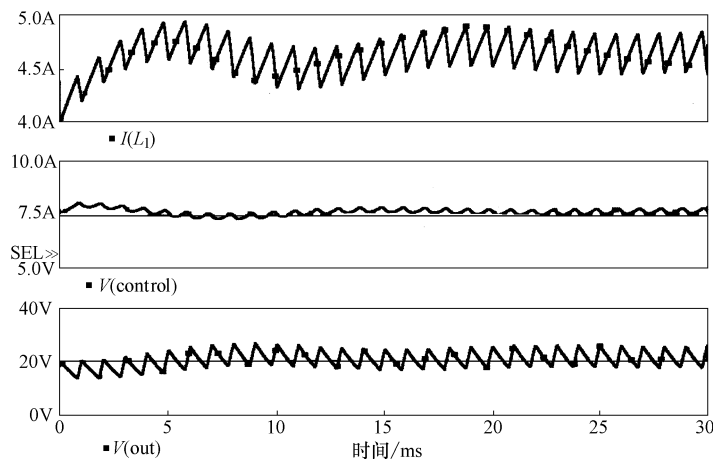


图 12.45 含 PID 补偿器的 Boost 变换器仿真波形

PI 补偿 另一种在电压模式控制 Boost 变换器中常用的是 PI 补偿。PI 补偿器较容易计算，需要的元器件也较少，但是它的带宽较窄，动态响应也较慢。图 12.46 所示为 PI 补偿器的小信号模型。

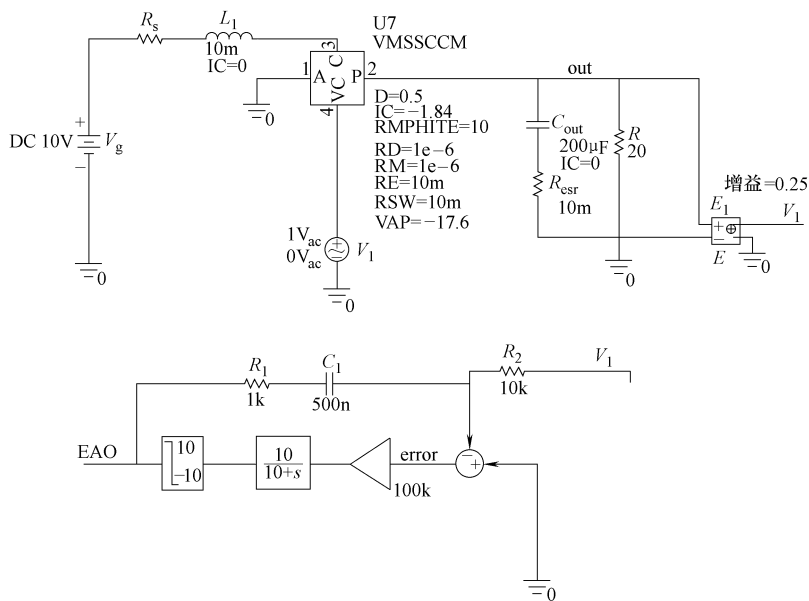


图 12.46 含 PI 补偿的 Boost 变换器小信号模型

补偿网络的传递函数为

$$TF = \frac{sC_1R_1 + 1}{sC_1R_2} \tag{12.10}$$

因此，它含有一个极点 $s=0$ 和一个零点 $s=-1/(R_1C_1)$ 。由于极点处于原点的缘故，补偿网络的相位起始于 -90° ，并在零点的位置上添加一个正的相位。如图 12.47 所示，可以测量到未补偿的环路响应到达 -90° 时对应的频率是 53Hz。设定 f_1 在这点上，因此 $f_1=53\text{Hz}$ ，再设定零点频率也为 53Hz，就能计算出 R_1 和 C_1 。这样， f_1 时环路增益的相位等于 -180° （反向） -90° （零极点） -90° （环路相位） $+45^\circ$ （零点） $=-135^\circ$ ，相位裕量为 45° 。在频率大于 f_1 时，补偿网络的幅值为 R_1/R_2 。频率 f_1 处，未补偿的环路增益幅值为 -1.45dB 。因此，如果要强制补偿后的环路增益频率在 f_1 处等于 0dB ，就需要设定 $R_1/R_2=1.45\text{dB}$ 或 1.18 （V/V）。选择 $R_2=10\text{k}\Omega$ ，可算出 $R_1=11.8\text{k}\Omega$ ， $C=254\text{nF}$ 。这只是起始选值，通过仿真可以得到最终选值。

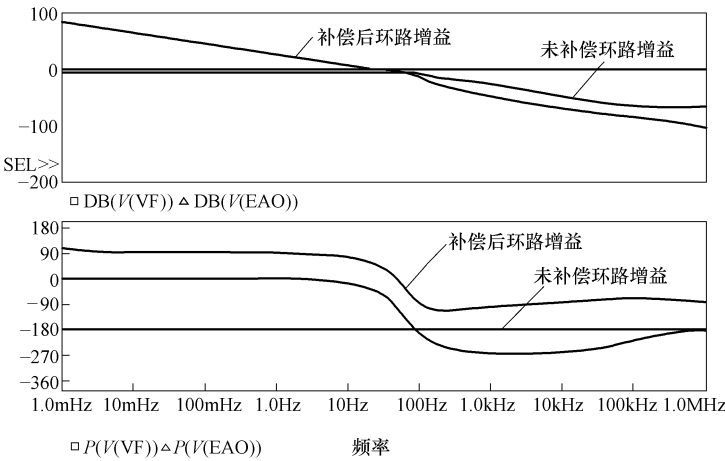


图 12.47 补偿前后的环路增益

图 12.48 给出了用 ABM 模块实现的含 PI 补偿器的 Boost 变换器电路图。 C_2 和 R_3 的引入是为了增强收敛性。锯齿波发生器的频率调整为 10kHz 。相应的电感电流、输出电压和控制波形如图 12.49 所示。在 $t=0$ 加一个初始扰动之后，波形在仿真阶段的末期 $t=30\text{ms}$ 时才缓慢达到其稳定值。图 12.50 所示为采用元件供应商模型实现的 PI 控制器，仿真结果如图 12.51 所示，与用 ABM 模块实现的结果非常相似。

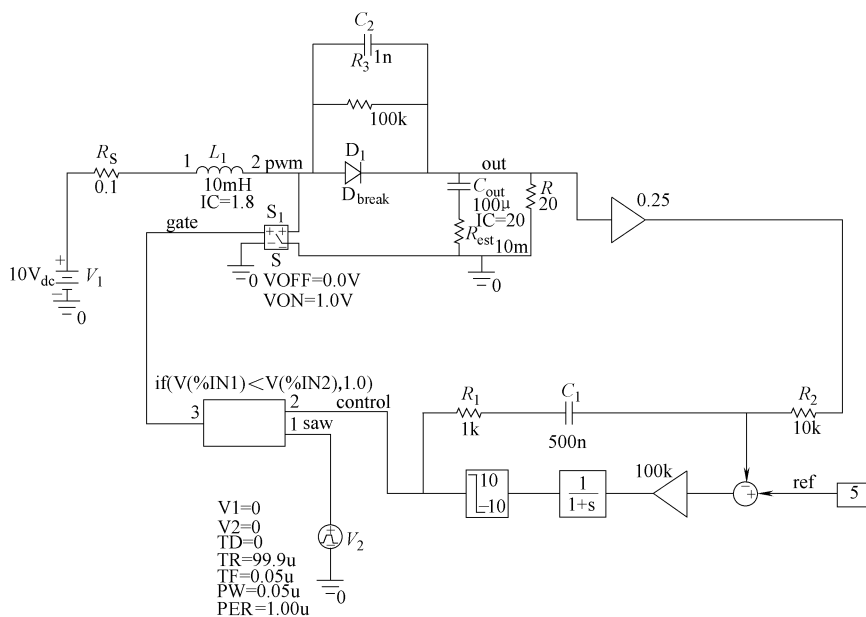


图 12.48 用 ABM 模块实现的 PI 补偿器

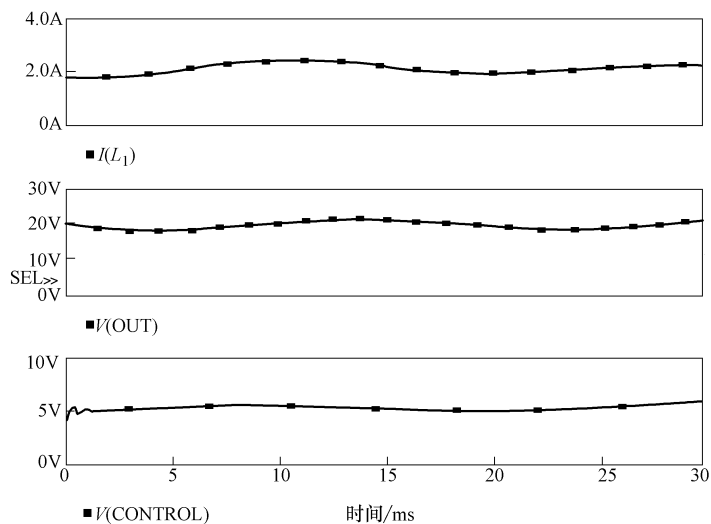


图 12.49 用 ABM 模块仿真的 PI 补偿结果

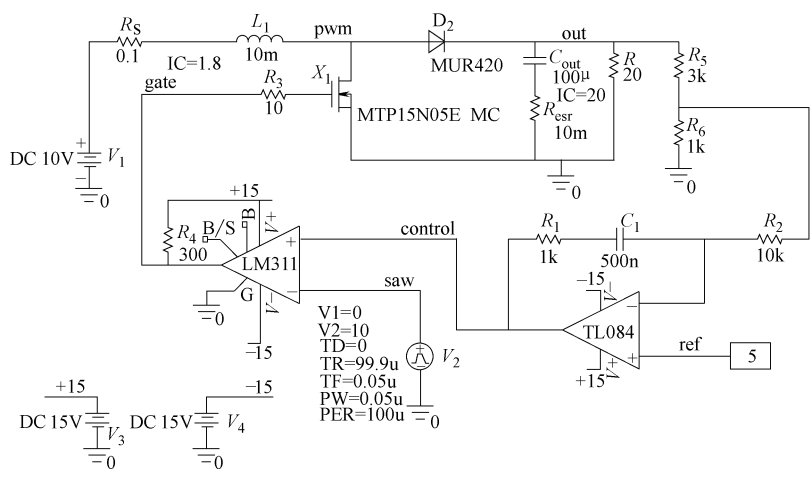


图 12.50 用元件供应商模型实现的 PI 补偿器

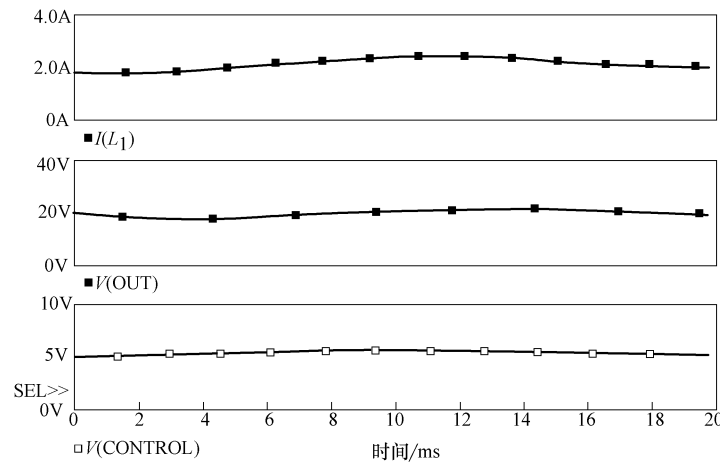


图 12.51 用元件供应商模型仿真的 PI 补偿结果

采用元器件供应商模型进行瞬态仿真需要执行的时间更长、生成的输出文件更大、遇到的收敛问题也更多，因此，只在绝对必要的时候才会使用元件供应商模型进行瞬态仿真。从这个仿真的输出文件中节选 OPTION 语句如下：

```
* Analysis directives:
. TRAN 0 30m 0 10n SKIPBP

. OPTIONS STEPGMIN
. OPTIONS PREORDER
```

```
. OPTIONS ABSTOL = 10. 0p
```

```
. OPTIONS CHGTOL = 0. 1p
```

```
. OPTIONS ITL2 = 200
```

```
. OPTIONS ITL4 = 400
```

```
. OPTIONS RELTOL = 0. 01
```

```
. OPTIONS VNTOL = 10. 0u
```

由于数据文件超过了程序可执行的长度，因此这个仿真在达到最终时间之前就结束了，并给出了如下错误信息：

```
I/O ERROR - Probe file size exceeds 2000000000
```

```
JOB ABORTED
```

```
TOTAL JOB TIME 912. 11
```

读者必须注意，这个仿真所产生的大量数据以及所需要的大量执行时间。如果只是检查电路的瞬态稳定性，那么采取状态平均模型的小信号仿真或采用 ABM 模块的瞬态仿真会更有效。

12.2.4 创建可用于 PSpice 仿真的 Capture 符号

供应商常常提供他们电路元件的 PSpice 模型，而且通常是以后缀名为 “. LIB” 的文本文件形式提供的。如果这些文件具有不同的后缀名，那么就应该把它们都改成 “. LIB” 的文本文件形式。为防止丢失，最好把这些模型库文件保存在私人的文件夹里。启动 PSpice 模型编辑器，从 “File” 菜单中选择命令 “Create Parts”。浏览并找到要输入的模式库（“. LIB” 文件），并单击 “OK” 按钮开始。信息日志中必须显示 0 个错误。这个步骤会创建一个 “. OBL” 文件和一个电路符号与自创建的模型相链接。这个模型如果属于 MODEL 类型，那么所创建的符号会是一个有意义的图形；如果属于 SUBCIRCUIT（或宏模型）类型，那么所创建的符号只是一个方块。

打开 “Capture” 界面，并从 “Place” 菜单中选择 “Part”，就可以在电路图中放入新的元件。单击 “Add library”，找到并加入新的 “. OBL” 文件。仿真器必须和模型库链接上。在运行仿真之前，模型库会加到仿真程序表中。在 “Capture” 界面下，从 “PSpice” 菜单里选中 “Edit Simulation Profile”，并单击 “Libraries”。单击 “Browse” 按钮找到并加入供应商提供的 “. LIB” 文件。所加入的库可以仅限于当前的设计使用，也可以允许所有的设计使用。如果不喜欢与子电路模型对应的方块符号，也可以自行创建。要获得更多的信息，请参看 PSpice A/D 用户手册（pspicead. pdf）中的 “Creating Parts for Models” 章节。

12.2.5 解决收敛问题

本节将概述 PSpice 仿真中经常碰到的收敛问题以及一些解决技巧^[110]。要获得

更详细的信息，请参看 PSpice 用户手册^[108]和 Rashid 撰写的书^[109]。

在 PSpice 进行模拟器件工作偏置点计算、直流扫描和瞬态分析时，有可能会出现问题。在作这些分析时，PSpice 是采用 Newton-Raphson 算法来求解非线性方程的。只有在开始分析时就接近方程的解，Newton-Raphson 算法才能保证收敛。如果初始的猜想和方程的解相差很远，就可能会产生收敛失败，甚至是错误的收敛。当 PSpice 找不到非线性电路方程的解时，就会给出“convergence problem”的信息。该信息会提供线索，提示造成问题的是电路的哪个部分。仔细检查这部分电路器件和节点可以帮助解决这些问题。交流和噪声分析是线性的，并不采用迭代算法，而数字器件则采用布尔代数方法进行计算；所以以下的讨论对交流和噪声分析以及数字器件是不适用的。

PSpice 在求解非线性方程时采用的是迭代算法。从初始的猜想开始，先计算出节点电压和网络电流，再用这些求得的电流重新计算节点电压。如此周而复始地计算直至所有的节点电压都稳定在由多种 OPTION 参数给定的容差范围之内。如果在给定的迭代次数之后节点电压仍不能稳定，就会给出出错信息，出错信息的内容与仿真分析类型有关。

直流分析的出错信息 直流分析计算的是交流分析的小信号工作偏置点，或是瞬态分析的初始瞬态解。不正确的初始电压猜想、模型的不连续性、不稳定或双稳态的工作方式以及不切实际的电路阻抗都可能造成直流分析的解无法收敛。直流分析会给出出错信息，比如：“No convergence in DC analysis”，“PIVTOL Error”，“Singular Matrix”，或“Gmin/Source Stepping Failed”。在直流分析中一旦发现有错误，Spice 就会终止仿真，因为交流和瞬态分析的启动都需要一个初始的稳定工作点。直流扫描可能给出的出错信息是“No Convergence in DC analysis at Step = $\times \times \times$ ”。

瞬态分析的出错信息 在瞬态分析中，每个迭代过程有着各自的时间步长。如果节点电压不能稳定，时间步长就会缩小，Spice 试着再重新确定节点电压。如果缩小的时间步长与整个分析时间的比值超出了一个给定值，瞬态分析就会发出一条出错信息“Time step too small”，并终止仿真。模型的不连续性，不切实际的电路、电源、或寄生参数模型都可能造成瞬态分析的失败。

解决收敛问题的方法 解决收敛问题有两种方法：一种是调整仿真器的 OPTION 参数；另一种是找出导致收敛问题的根本原因，并根除这一故障。往往总是这样：用户会发现一旦电路建模正确，许多 OPTION 参数并不需要修改。必须指出的是，一些解决方法包括调整仿真 OPTION 参数都有可能掩盖电路潜在的不稳定性。

下面提到的技巧可以用来解决大部分收敛问题。当出现收敛问题时，读者可以遵循指示按部就班地处理直至收敛。

（直流）偏置点的收敛 当电路工作偏置点经计算无法收敛时，首先应检查电路拓扑和连接，然后检查电路元件的模型，再检查并确认 PSpice 的 OPTION 参数是否被正确定义。

检查电路拓扑和连接

- 确认所有的电路连接都有效。
- 检查是否有不正确的节点编号或悬浮的节点。
- 核实元件的极性。
- 检查程序语法错误。
- 确认使用了正确的 PSpice 单位（比如 MEG 代表 $1E6$ 而 M 则代表 $1E-3$ ）。
- 确认每个节点到地都有一条直流支路。
- 确认每个节点至少要有两条连线。
- 确认电容和电流源之间或多个电流源之间不串联。
- 确认节点和地之间没有被电流源或电容隔离开。
- 确认不包含只由电感、电压源或多个电压源构成的回路。
- 把节点 0（即地）放置在电路合适的地方。
- 当用到悬浮地（比如机壳地）的时候，一定要小心，在悬浮地和地之间必须接一个大电阻。如果没有地（节点 0），所有的节点都会是悬浮状态。
- 确认电压、电流发生器的值是合理的，并且语法正确。
- 确认受控源的增益是正确的，E 或 G 元件的表达式合理。不出现分子为 0 或 LOG (0) 的情况。
- PSpice 中电压和电流的极限值为 $\pm 1 \times 10^{10}$ 。注意行为建模的表达式的输出要在这个区间以内。
- 确认没有不切实际的模型参数，尤其是手工输入网络表的模型。
- 除非十分必要，避免使用数字元件。
- 用有效的数字值来初始化数字节点，以确保状态没有歧义。
- 避免出现理想电流源向没有分流电阻的反偏 PN 结注入电流的情况。在 PSpice 中 PN 结是没有漏电阻的。如果这样，结电压就会超过 $1 \times 10^{10} \text{V}$ 。

模拟电路仿真的 OPTION 参数设置 由于 Spice 最初是为集成电路仿真而设计的，对电力电子电路而言，有些参数的默认值并不是最优的。其中的一些仿真参数可以通过以下方法来改变。

- 把 ITL1 增加到 400。这是为了增加 PSpice 的实际直流迭代次数。除了非常复杂的电路，再进一步增加 ITL1 对收敛来说并没有多少帮助。
- 使用 NODESETS 设置节点电压，令其等于最为合理的直流估算值。特别注意那些与地之间是高阻抗的节点和高增益元器件的输入节点。在电路其余部分收敛于一个合理的稳定工作点的过程中，NODESETS 会保持这些电压等于

特定的值。同时，在之后的迭代中“释放”这些电压，以求出最终的完全解。

- 允许使用 GMIN stepping 算法^[11]，来帮助偏置点计算的收敛。
- 在仿真程序的选项中设置 PREORDER。这对编译临界收敛电路的电路图很重要。
- 电力电子电路对电流、电压容差的要求并不高。设置 $ABSTOL = 1\mu$ 会对那些电流达到几安培的电路收敛有帮助。
- 除非电路的电流达到数千安培，否则设置 $ABSTOL > 1\mu$ 会引起更多的收敛问题。
- 其实采用较大的容差，PSpice 也不总是收敛的。例如，设置 $RELTOL > 0.01$ 会引起收敛问题。
- 设置 GMIN 的值介于 $1n$ 到 $10n$ 之间，常可以解决收敛问题。
- 设置 $GMIN > 10n$ 有可能会引起收敛问题。

瞬态收敛 如果时间步长过小，瞬态分析就有可能无法进行到底。其原因可能是①即使采用最小时间步长，Newton-Raphson 迭代也无法收敛；②电路参数变化过快，超出了最小时间步长的适应范围。

遇到这类问题，首先检查电路拓扑和连线，然后检查电路元件模型，最后检查 PSpice 的 OPTION 参数是否正确。

电路拓扑和连线

- 除非十分必要，避免使用数字元件。
- 用有效的数字值初始化数字节点，以确保状态没有歧义。有歧义的状态会造成时间步长不必要的过小，从而引发瞬态收敛问题。
- 在二极管处使用 RC 缓冲电路。
- 在所有的半导体结处添加电容。如果不知道确定的数值，那么针对二极管就设置 $C_{JO} = 3pF$ ，针对 BJT 就设置 $C_{JC} = C_{JE} = 5pF$ ，针对 JFET 和 GaAsFET 就设置 $C_{GS} = C_{GD} = 5pF$ ，针对 MOSFET 就设置 $C_{GDO} = C_{GSO} = 5pF$ 。
- 添加合理的电路和元件寄生参数。
- 寄生电容：由于元件含有寄生电容，使得开关时间不等于零，这个非常重要。PSpice 的半导体模型库都含有这样的寄生电容。如果使用了开关或受控源，就需要留意电路的局部有没有开关时间等于零的情况出现。
- 电感和变压器：建议在所有的电感处都添加一个并联的电阻（串联电阻对模拟直流效果有好处，但是不能限制电感的带宽）。并联电阻既可以模拟涡流损耗又可以限制电感带宽。并联电阻的值应该等于电感 Q 值随频率出现拐点时的阻抗。
- 找到分析停止时刻发生垂直变化（向上或向下）的波形，这些都是可用来

检查问题所在的关键节点。

- 增加脉冲电压源上升、下降时间。
- 确认没有不合理的大电容或电感。
- PSpice 选项鼓励在大多数仿真中设置 $RELTOL = 0.01$ 。因为增加 $RELTOL$ 可以提高仿真速度（提高 10% ~ 50%），而对精度造成的损伤很小。建议在最初的仿真中设置 $RELTOL = 0.01$ 。当需要更精确的结果时，再恢复其默认值 $RELTOL = 0.001$ 。一般没有必要设置 $RELTOL < 0.001$ 。
- 如果电流、电压等级允许，可以降低 $ABSTOL$ 和 $VNTOL$ 的精确度。 $ABSTOL$ 和 $VNTOL$ 的取值应该大约等于最大电压、电流幅度等级的 $1/8$ 次方。默认值 $ABSTOL = 1\text{pA}$ 和 $VNTOL = 1\mu\text{V}$ ，这些值通常和 IC 设计相关。
- 增大 $ITL4$ 的值，但不要超过 100。这是为了增加 PSpice 的实际瞬态迭代次数，对那些仿真时间长而且在此期间电路会有快速变化情况的收敛特别有效。 $ITL4 > 100$ 通常对收敛没有帮助。
- 跳过偏置点：瞬态分析中的 $SKIPBP$ 选项用于跳过工作偏置点计算，而跳过工作偏置点计算，就没有了一个确定值作为瞬态仿真的起点，不能保证在最开始的时间点上收敛，因此不建议使用它。它的存在是为了保持与 UC Berkeley Spice 的兼容。
- 添加合适的 IC 赋值语句，会对瞬态分析的初始阶段有所帮助。要谨慎设置初始条件，不良的初始条件设置可能会造成收敛困难。

12.3 使用 MATLAB 对开关变换器进行仿真

采用状态空间平均法和传递函数对开关变换器进行分析，MATLAB^[84] 是一种非常方便的工具，MATLAB 善于处理矩阵和多项式。本节通过举例来介绍如何使用 MATLAB 对开关变换器进行分析。

12.3.1 使用传递函数

假设 Buck 变换器工作在连续模式，参数如下： $R = 4\Omega$ ， $L = 1.330\text{mH}$ ， $C = 94\mu\text{F}$ ， $V_s = 42\text{V}$ ， $V_a = 12\text{V}$ 。采用开关平均模型，可以得到传递函数表达式

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = K_d \frac{[1 + (s/s_{z1})][1 - (s/s_{z2})]}{1 + (s/\omega_o Q) + (s^2/\omega_o^2)} \quad (12.11)$$

其中

$$K_d = \frac{V_s}{(1-D)^2} \quad (12.12)$$

$$s_{z1} = \frac{1}{R_{\text{esr}} C} \quad (12.13)$$

$$s_{z2} = \frac{(1-D)^2}{L} (R - R_{\text{esr}} // R) - \frac{R_{\text{ind}}}{L} \quad (12.14)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{R_{\text{ind}} + r_e D (1-D)}{R_{\text{esr}} + R}} \quad (12.15)$$

$$r_e = R_{\text{esr}} // R \quad (12.16)$$

$$Q = \frac{\omega_o}{(R_{\text{ind}} + r_e (1-D))/L + (1/C(R_{\text{esr}} + R))} \quad (12.17)$$

MATLAB 仿真程序如下:

```
% this is a comment
```

```
% parameters
```

```
R = 4;
```

```
L = 1.330e - 3;
```

```
Rind = 100e - 3;
```

```
C = 94e - 6;
```

```
Resr = 10e - 3
```

```
Vs = 42;
```

```
Va = 12;
```

```
D = Va/Vs;
```

```
Kd = Vs/(1 - D) ^ 2;
```

```
Sz1 = 1/(Resr * C);
```

```
Req = R - (Resr * R/(Resr + R));
```

```
Sz2 = (1/L) * (1 - D) ^ 2 * Req - Rind/L;
```

```
Re = (Resr * R)/(Resr + R);
```

```
Wo = (1/sqrt(L * C)) * sqrt((Rind + re * D * (1 - D))/(Resr + R));
```

```
Q = Wo/(((Rind + re * (1 - D))/L) + (1/(C * (Resr + R))));
```

每一行末尾的分号是为了防止仿真运行过程中显示出计算结果。如果该计算结果是要显示的, 则省略分号。

```
% define numerator  $\hat{v}_o(s)$   $\hat{d}(s) = K_d \frac{(1 + (s/s_{z1}))(1 - (s/s_{z2}))}{1 + (s/\omega_o Q) + (s^2/\omega_o^2)}$ 
```

```
% polynomials are entered in descending order of S.
```

```
n1 = [ 1/Sz1 1 ]
```

```
n2 = [ -1/Sz2 1 ]
```

```
NUM = conv(n1, n2)
```

```
% the convolution realizes the product of 2 polynomials
```

```
% define denominator
```

```
DEN = [ 1/(Wo^2) 1/(Wo * Q) 1 ]
```

```
% create TF variable
```

```
sysTF = Kd * tf( NUM,DEN)
```

这段程序返回传递函数 sysTF:

$$\text{sysTF} = \frac{-5.317e-008s^2 - 0.05648s + 82.32}{4.913e-006s^2 + 0.01343s + 1}$$

用 `poles = roots (DEN)` 语句可以得到极点的位置; 用 `bode (sysTF)` 语句可以绘出频率响应, 如图 12.52 所示; 用以下语句可以绘出小信号瞬态阶跃响应, 如图 12.53 所示。

```
Figure% this command opens a new figure window
```

```
step( sysTF)
```

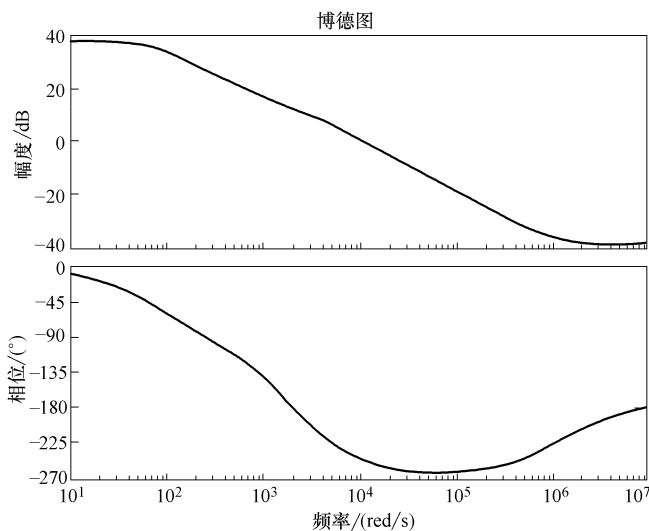


图 12.52 所研究系统的博德图

12.3.2 使用矩阵

工作在连续模式的 Buck 变换器的参数如下: $R = 4\Omega$, $L = 1.330\text{mH}$, $C = 94\mu\text{F}$, $V_s = 42\text{V}$, $V_a = 12\text{V}$ 。

模型参数定义如下:

```
% state-space averaged model of a Buck converter
```

```
Rload = 4; % load resistance
```

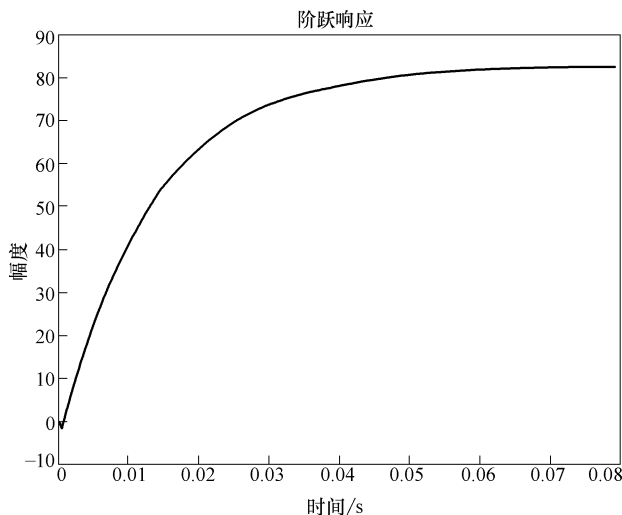


图 12.53 所研究系统的阶跃响应

$L = 1.330\text{E} - 3$; % inductance

$\text{cap} = 94\text{E} - 6$; % capacitance

$T_s = 1\text{E} - 4$; % switching period

$V_s = 42$; % input DC voltage

$V_{\text{ref}} = 12$; % desired output voltage

平均占空比为

$D = V_{\text{ref}} / (V_s)$; % ideal duty cycle

由第 6 章 Buck 变换器的状态空间分析可知, 小信号状态空间方程为

$$\dot{\hat{x}} = \begin{bmatrix} 0 & -(1/L) \\ 1/C & -1/(RC) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D/L \\ 0 \end{bmatrix} \hat{u} + \begin{bmatrix} V_s/L \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d} \quad (12.18)$$

状态空间平均模型的矩阵 $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 和 $\mathbf{C}$ 如下:

$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/(R_{\text{load}} * \text{cap}) \end{bmatrix}$

$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \end{bmatrix}$; % during T_{on}

$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$; % during T_{off}

$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 * D + \mathbf{B}_2 * (1 - D)$

$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$;

用 $\text{eig}()$ 函数求解系统矩阵 $\mathbf{A}$ 的特征根, 可以计算得到 Buck 变换器的开环极点。

`OLpoles = eig(A)`

用 `ss` 命令可以定义开环状态空间模型 `sysOL`，即

`sysOL = ss(A,B,C,0)`

用 `step()` 命令可以用来绘出开环变换器的阶跃响应，即

`step(sysOL)`

如果想学习更多的有关任何 MATLAB 命令的内容，可以使用“help”语句。

例如

`help step`

图 12.54 所示是用 `step()` 命令绘得的变换器小信号模型对阶跃输入 $\hat{u}_1$ 的瞬时响应。

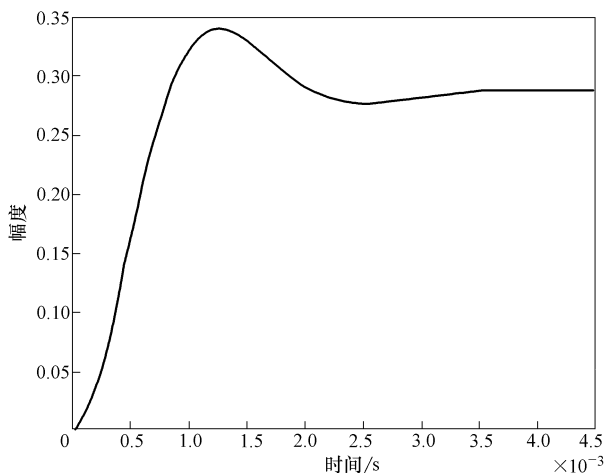


图 12.54 线性化 Buck 变换器的阶跃响应

命令行

`gamma = [Vs/L 0];`

定义的矢量反映了占空比变化对状态变量的影响。

为了确定闭环极点的位置，需要求出反馈的增益。在这个例子里，任意设定闭环极点为 $(-0.3298 \pm j 0.1)$ 。从定义闭环极点矢量 $\mathbf{P}$ 开始。

`P = 1e3 * [-0.3298 + 0.10i, -0.3298 - 0.10i]';`

注意复数的符号，“i”紧跟在虚部后面，撇号代表转置操作。

使用 `place()` 命令，反馈增益可以被定义成

`Bf = gamma * (D/Vref);`

`F = place(A, Bf, P)`

用 `place()` 命令计算出状态反馈矩阵 $\mathbf{F}$ ，使得 $\mathbf{A} - \mathbf{Bf} * \mathbf{F}$ 的特征根和矢量 $\mathbf{P}$ 中

规定的相同。重根的个数不会大于输入的数目。

12.4 使用 Simulink 仿真开关变换器

Simulink^[112] 是 MATLAB 的图形输入界面, 本节将介绍它在仿真开关电源方面的用途, 仍沿用前面所讲的传递函数和状态空间矩阵的两个例子。

12.4.1 用 Simulink 仿真传递函数的例子

在 Simulink 中, 有两种描述传递函数的方式, 即多项式比值和零极点比值。在前面所述的例子里, 传递函数为

$$\text{sysTF} = \frac{-5.317e-8s^2 - 0.05648s + 82.32}{4.913e-6s^2 + 0.01343s + 1}$$

传递函数中的分子和分母可以用以下语句恢复得到

`[NUM, DEN] = TFDATA (sysTF, 'v')`

把变量 NUM 和 DEN 内容输入 Transfer Fcn 模块中 (见图 12.55)。连接上 source 库中的 Step 模块和 sink 库中的 Scope 模块, 就可以评估系统的阶跃响应了。设置仿真参数: 仿真终止时间 = $50e-3s$, Step 模块阶跃时间 = 0。保存并运行仿真, 双击“Scope”模块, 打开“Scope”窗口可显示出阶跃响应的轨迹 (见图 12.56)。

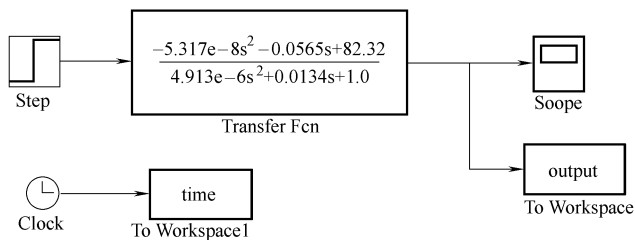


图 12.55 Simulink 中传递函数的多项式描述

To Workspace 模块允许从 MATLAB 命令窗口得到选择的 Simulink 变量, 由 `plot (time, output)` 命令可以在 MATLAB 图框中得到阶跃响应的图形。

传递函数的零极点增益形式可以用以下语句得到 (见图 12.57):

`sysZPK = zpK (sysTF); % 得到零点/极点/增益`

$$\text{sysZPK} = \frac{-0.010821 (s + 1.064e + 006) (s - 1455)}{(s + 2657) (s + 76.6)}$$

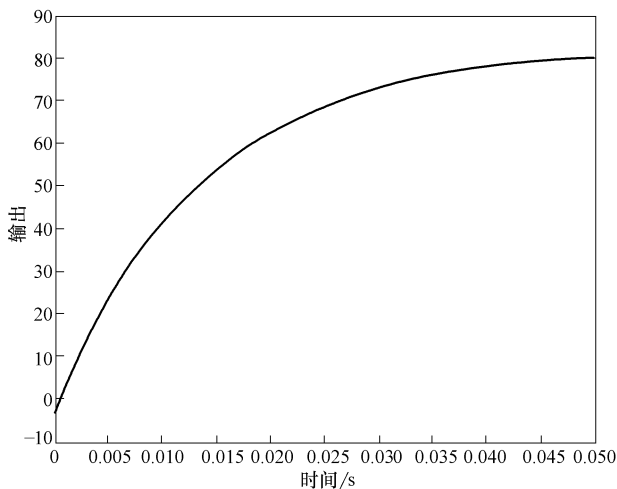


图 12.56 阶跃响应

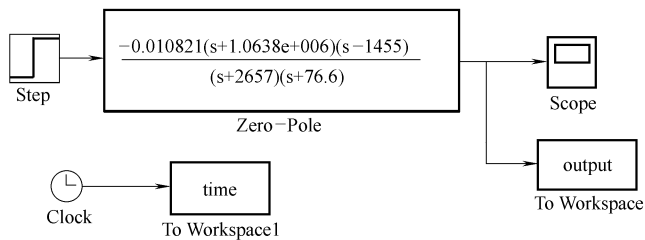


图 12.57 Simulink 中传递函数的零极点增益描述

输入以下 zero-pole 模块的参数：

zeroes: $[-1.0638e-006, +1455]$

poles: $[-2657, -76.6]$

gain: $[-0.010821]$

12.4.2 用 Simulink 仿真状态空间矩阵的例子

描述开关变换器的式 (12.18) 对应以下状态空间矩阵：

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 752 \\ 10638 & -2660 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = [214.82 \quad 0]'$$

$$\mathbf{C} = [0 \quad 1]'$$

$$\mathbf{D} = 0$$

(12.19)

对开关变换器的平均模型用状态空间矩阵进行表述，如图 12.58 所示。其中 State-Space 模块的参数同式 (12.19)。

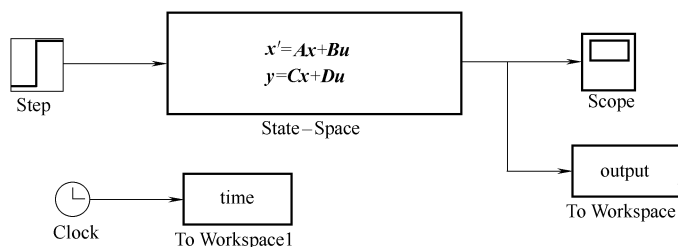


图 12.58 开关变换器用状态空间矩阵进行表述

12.5 习题

1. 对习题 2.2 所示的 Boost[⊖]变换器进行仿真，在电感和输入源正极之间加入 10nH 的杂散电感。验证电路中的尖峰电压。现丰电路中加入一个低 ESL 和 ESR 的输入电容。重复进行仿真并比较结果。
2. 使用 PSpice 进行仿真，求出具有如下参数的 Boost 变换器的谐波分量：
 $V_s = 9\text{V}$, $V_a = 12\text{V}$, $R_L = 12\Omega$, $L = 1\text{mH}$, $C_o = 100\mu\text{F}$, $f_s = 1\text{kHz}$ 。仿真时采用 TIP41 开关晶体管的供应商模型。把开关频率提高到 10kHz，再作一次谐波分量仿真分析。
3. 图 4.10 所示的 Flyback 变换器的参数如下： $L_s = 500\mu\text{H}$, $N_p = N_s$, $K_{ps} = 0.999$, $V_s = 100\text{V}$, $f_s = 5\text{kHz}$, $R_L = 10\Omega$, $C_o = 100\mu\text{F}$ 。使用 PSpice，求出变换器开始连续工作模式时的占空比。
4. 使用 PSpice 仿真 Cuk 变换器（见图 2.27），其参数如下： $L_i = 1\text{mH}$, $C_i = 100\mu\text{F}$, $L_o = 10\text{mH}$, $C_o = 47\mu\text{F}$, $f_s = 10\text{kHz}$, $D = 0.4$, $R_L = 10\Omega$ 。 Q_s 采用 TIP41 开关晶体管。通过 PSpice 仿真，求出输入纹波电流、能量传输电容两端电压、输出纹波电压，并与计算值进行比较。
5. 图 12.28 所示的 PWM 电压控制型 Boost 变换器的开关频率为 20kHz。求出单位增益下穿越频率为 4kHz、相位裕量为 40°的补偿网络。
6. 设计例 3.1 中的 PWM 电流控制型准谐振 ZCS Buck 变换器，输出电压为 6V。比较开关频率的计算值和 PSpice 仿真值。
7. (a) 设计一理想 Buck-Boost 变换器，其工作占空比 D 为 60%，选择电路参数，使其输出功率达到 10W，给出所有必要的计算步骤；(b) 采用理想元件和 ABM 库元件仿真电路，求出并画出电压转换比和 D 之间的关系；(c) 采用合

⊖ 原书误为 Buck。——译者注

- 适的有损元件、元件供应商模型和数据表，进行电路仿真，求出并画出电压转换比和 D 之间的关系；(d) 通过变量仿真，求出电压和负载调整率；(e) 设计电路 (c) 的闭环控制器，用 ABM 元件实现控制和反馈模块，求出电压和负载调整率，注意输出电压保持恒定时占空比的变化情况。
8. (a) 如果在瞬态分析中 PSpice 因为收敛问题而停止运行，将如何修改电路及仿真选项来帮助 PSpice 收敛？(b) 在瞬态分析中，将如何提高所得波形的精确度？(c) 在交流分析中，将如何提高所得波形的精确度？
 9. 画出闭环同步 Buck 变换器，包括普通的含 3 个极点、2 个零点的补偿网络。用 ABM 库元件实现误差放大器、反馈网络和 PWM 调制器。设计一个斜坡信号发生器，要求输出 100kHz、0 ~ 1V 变化的锯齿波，设置与额定占空比 50% 对应的参考电压，计算 β 。
 10. 对如图 2.14 所示的具有耦合电感的 Buck 变换器（将电感 L_3 的值增加到 200nH）进行仿真。通过与图 2.15 进行对比，讨论仿真结果。

第 13 章 开关变换器的应用

13.1 功率因数校正

13.1.1 简介

开关变换器最重要的应用之一是功率因数校正。由于在电子系统中非线性负载减少了功率因数并向电网中注入不需要的谐波，而导致了电网质量的下降。因此，对于电网而言，我们希望电气装置或电子系统是纯电阻负载，从电网中汲取正弦电流，其功率因数为 1。许多电气装置或电子系统被设计为适用于欧洲、日本和北美洲等全球电网，其输入电压范围为 $85 \sim 264V_{\text{rms}}$ 。这些系统必须满足各种限制输入电流谐波分量的标准，如 IEEE-519 或 EN61000-3-2（连接在低压供电系统的装置），并且还要满足传导和辐射标准。还有各种各样的国家和工业标准以及自主制定的项目，如 80 PLUS® 和 Energy Star®，这些项目对于电源的品质和能效提出了特定的要求。

本节将讨论开关变换器在功率因数校正（PFC）的应用，包括拓扑结构和控制技术。首先介绍 PFC 的基本原理。随后，综述了单相 PFC 电路最常用的拓扑结构。分析了单级和双级 PFC 电路。并讨论基于电感电流不同导通模式的几种控制方案，含连续导通模式（CCM）、断续导通模式（DCM）和临界导通模式（BCM）。

13.1.2 基本概念回顾

正弦输入的视在功率 S 用伏安（VA）度量，并定义为

$$S = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \quad (13.1)$$

式中， V_{rms} 是电网电压的有效值； I_{rms} 是负载电流的有效值。

实际或有功功率 P ，是负载从电网中汲取的功率，其单位为瓦特（W），并定义为

$$P = \text{Re}(S) = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos(\phi) \quad (13.2)$$

其中 ϕ 是电压电流间的相位差。实际功率是对一个电气系统工作能力的衡量。

功率因数（PF）被定义为有功功率与视在功率的比值，它是 0 到 1 的一个无量纲值。

$$\text{PF} = \frac{P}{S} \quad (13.3)$$

综上所述，PF 是用来度量一个负载从电网中汲取有功功率的能力。理想情况

下, PF 应该等于 1; 在这种情况下, 电网提供的所有能量全部被负载消耗。因此, 负载电流达到了最小值。PF 越小则对应的输入电流越大, 并且会在电力输配系统中产生额外损失。

当电网电压为纯正弦时, 非线性负载将会从电网中汲取非正弦电流。畸变的电流波形可以用傅里叶分量表示,

$$i(t) = i_1(t) + \sum_{n \neq 1} i_h(i) \quad (13.4)$$

其中 $i_1(t)$ 是电网频率 (如基波) 的电流分量, $i_h(t)$ 代表不希望的谐波分量。有效值可以表示成

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\sum_{h=1} I_h^2} \quad (13.5)$$

必须指出, 有效值既包括了基波分量也包括了谐波分量。

电流的分量只能与其同频的电压产生有功功率。如果电压波形没有畸变, 那么它只含有基波成分。电流波形的谐波分量不产生有功功率, 但它们对电流的总有效值是有影响的。

如果正弦电压没有畸变而电流有畸变, 则功率因数为^[113]

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{VI_1 \cos(\varphi)}{V_1 I} = \frac{I_1}{I} \cos(\varphi) \quad (13.6)$$

值得注意的是, 如果电流波形存在畸变, 即使其基波分量与电网同相 ($\cos(\varphi) = 1$), 它的功率因数也会比 1 小。这是因为电流的总有效值大于其基波的分量。因此, 畸变降低功率因数。必须指出我们不希望功率因数小于 1, 因为这会使负载从电网中汲取大于有功功率所需的电流值。电网公司需要加大输配电系统的容量使这些不产生有功功率的电流流过。而且, 低功率因数使得用电设备不能够使用来自电网的全额电流。这是提高功率因数的另外一个原因。

13.1.3 功率因数校正原理

非线性负载, 例如整流器和开关变换器, 使电网电流畸变。电能质量标准^[113,114]限制了电流的最大允许失真。功率因数校正 (PFC) 电路的主要目的是强迫流入负载的电流是一个与电网电压同相的准正弦电流, 即对于电网而言负载为一个纯电阻或是电网电压控制的电流源。功率因数校正电路有两种, 称之为有源电路和无源电路。本节只讨论单相有源 PFC 电路。

图 13.1 所示为具有功率因数预调节器 (PFP) 的典型 AC-DC 变换器框图。它是由全波整流电路串接一个具有输入电感的、电流控制模式 (CMC) 的 DC-DC 变换器组成。DC-DC 变换器是一个电压预调节器, 它能够实现高功率因数校正, 但并不一定是一个性能优良的开关电源。这种 DC-DC 变换器其主要功能是实现功率因数校正, 输出电压的调节没有达到最优。基于这个原因, 需要第二级 DC-DC 变

换器,使得输出电压得到更好地调节以及/或者输入到输出的隔离。因此,为了使 DC-DC 变换器输出电压稳定并实现功率因数校正功能,需要两个控制环,如图 13.1 所示,输入电流环用于实现单位功率因数,输出电压环用于稳定输出电压^[115~119]。

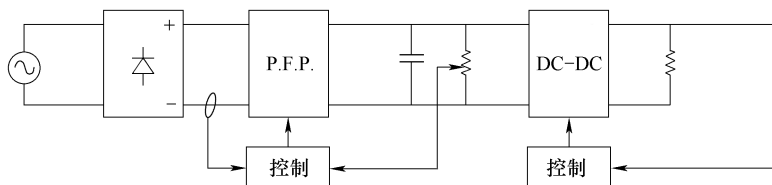


图 13.1 具有功率因数预调节器 (P、F、P) 的典型 AC-DC 变换器框图

因为输入到 PFC 电路的瞬态输入功率含有直流分量和 2 倍于电网频率的交流分量,而输出为直流功率,因此每当输入功率大于直流功率,PFC 电路必须存储其多余的能量;而当输入功率小于直流功率的时候储存的能量必须释放出来。所以必须增加一个储能电容,由于典型的电网频率远远低于变换器的开关频率,所以这个储能电容的容值通常非常大。

13.1.4 开关变换器的功率因数自校正特性

工作在断续模式的开关变换器,即使在输入电路中没有控制回路,它也具有功率因数自校正特性。在断续模式下,由于电感电流的值与其前面周期内的值无关,所以它不再是状态变量。因此,电感的峰值电流是输入电网电压的自然采样。

本节将证明多个拓扑结构的开关变换器具有功率因数自校正特性。因为这些开关变换器的开关频率远高于输入电网电压的频率,所以,在一个开关周期内,可以将电网电压视为相对恒定的值。此外,这些开关变换器在处于稳定状态时输出电压是恒定的。基于上述条件,在推导开关变换器的平均输入电流时,假定周期是恒定的。

13.1.4.1 Buck 变换器

图 13.2 所示为 Buck 变换器及其输入电流和输入电流-电压特性。从图 13.2b 中可以看出,当开关闭合时,电网输入电流 $i_1(t)$ 线性增长。当开关断开时,输入电流突然降到零。当电网输入电压 $v_1(t)$ 小于平均输出电压 V_o 时,如图 13.2c 所示,应该存在着一个反向电流。然而,整流器会阻断这个反向电流。如上所述,在电网输入电压过零附近,输入电流为零,如图 13.2c 所示。对于 buck 电路,平均输入电流是输入电网电压 $v_1(t)$ 和输出电压平均值 V_o 的函数^[117],如

$$i_{1,\text{avg}}(t) = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} D T_s \frac{v_1(t) - V_o}{L} D T_s \right] = \frac{D^2 T_s}{2L} v_1(t) - \frac{D^2 T_s}{2L} V_o \quad (13.7)$$

其中 D 为占空比, T_s 为开关周期, L 为电感值。如图 13.2c 所示, 尽管输入电流 $i_1(t)$ 与输入电网电压具有线性函数关系, 但当输入电压 $v_1(t)$ 小于等于输出电压平均值 V_o 时, 输入电流 $i_1(t)$ 为零。如上所述, 输入电流波形严重畸变, 如图 13.2c 所示。因此, Buck 变换器并不是功率因数校正器的最佳拓扑结构。

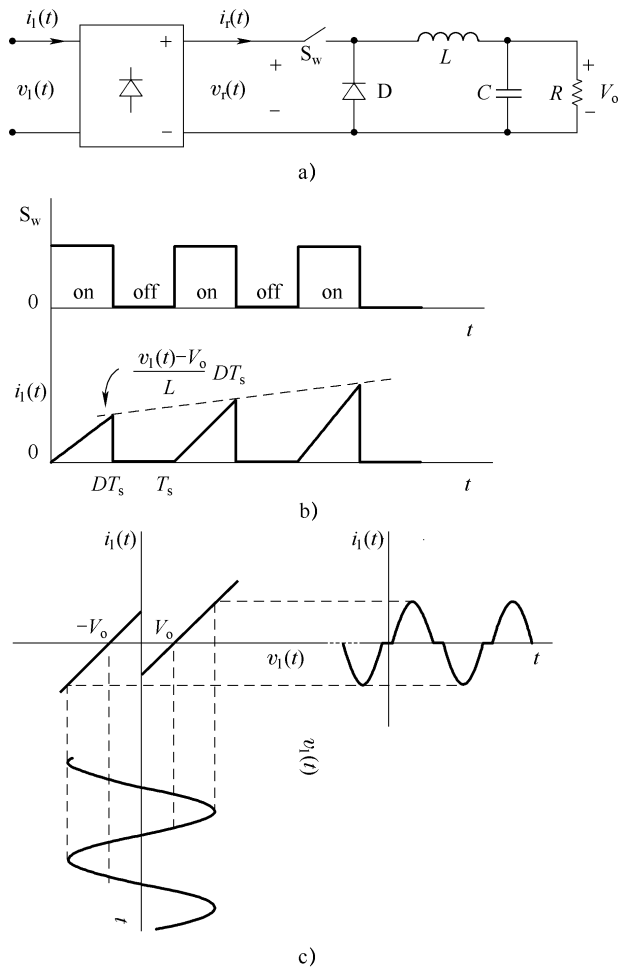


图 13.2 Buck 变换器的 PFC 特性 (©1998 IEEE)

a) Buck 变换器 b) 输入电流 c) 输入 I - V 特性

13.1.4.2 Boost 变换器

图 13.3 所示为 Boost 变换器及其输入电流和输入电流-电压特性。从图 13.3 (b) 可以看出, 当开关闭合时, 输入电流 $i_1(t)$ 线性增大, 当开关关断时, 输入电流 $i_1(t)$ 线性减小。在断续模式下, 电感电流在开关再次导通前下降为零。如图 13.3c 所示, Boost 变换器的输入电感从电网 $v_1(t)$ 中汲取正弦电流 $i_1(t)$ 。仅当输

出电压大于输入电压的峰值时, 输入电压 $v_1(t)$ 与平均输入电流为线性关系。平均输入电流 $i_{1,\text{avg}}(t)$ 为^[117]

$$i_{1,\text{avg}}(t) = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (D + D_1) T_s \frac{v_1(t)}{L} D T_s \right] = \frac{D^2 T_s}{2L} \frac{v_1(t) V_o}{V_o - v_1(t)} \quad (13.8)$$

其中 D 为占空比, D_1 为输入电感放电时间比。

Boost 电路中的非线性特性主要是因为续流二极管 D 存在着正向压降, 由此产

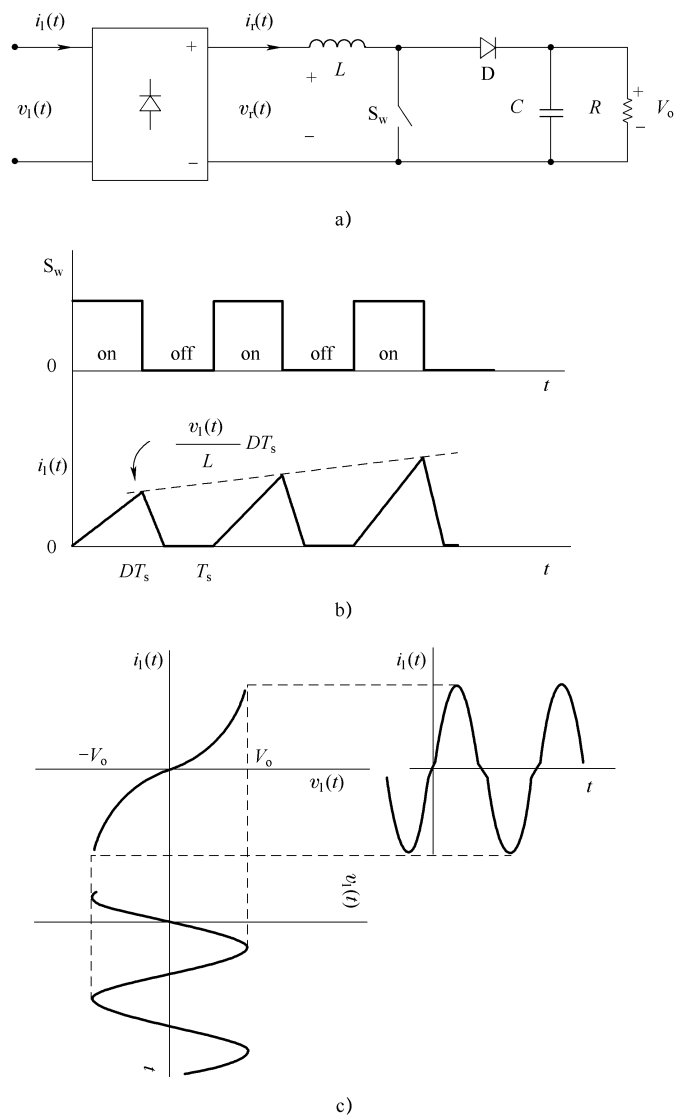


图 13.3 Boost 变换器 PFC 特性 (©1998 IEEE)

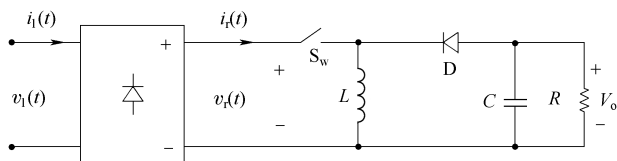
a) Boost 变换器 b) 输入电流 c) 输入 $V-I$ 特性

生了输入电流的交越失真,如图 13.3 (c) 所示。在通过续流二极管给电感放电时,实际上,电感两端的电压可以超过输出电压 V_o 。就实现功率因数校正而言,Boost 变换器的拓扑结构优于其他绝大多数变换器。然而,Boost 变换器只有在输出电压高于输入电压时才具有这种功能。

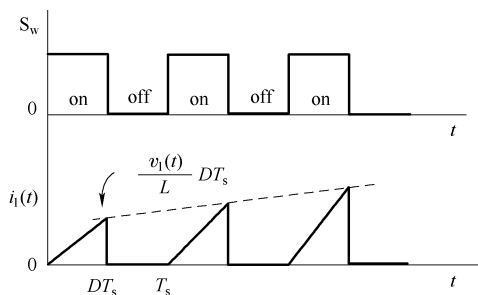
13.1.4.3 Buck-Boost 变换器

图 13.4 所示为 Buck-Boost 变换器及其输入电流和输入电流-电压特性。如图 13.4c 所示,输入电流平均值 $i_{l,avg}(t)$ 与输入电压为理想线性关系,如下:

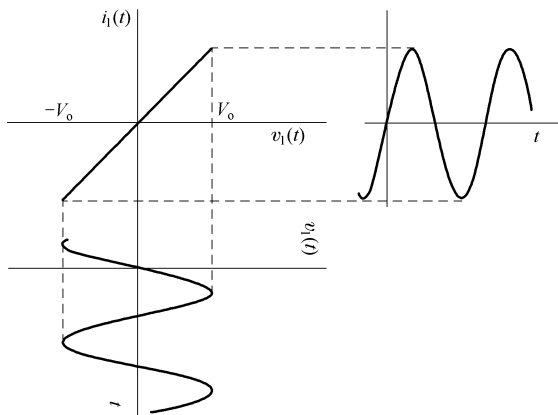
$$i_{l,avg}(t) = \frac{D^2 T_s}{2L} v_l(t) \quad (13.9)$$



a)



b)



c)

图 13.4 Buck-Boost 变换器 PFC 特性 (©1998 IEEE)

a) Buck-Boost 变换器 b) 输入电流 c) 输入 $I-V$ 特性

这是由于 Buck-Boost 变换器的输入电流与二极管的放电特性无关。因为 Buck-Boost 变换器的输出电压既可以高于也可以低于输入电压，作为功率因数校正器，它的适用更宽的电压范围。因为它的输出和输入电压的极性相反，这种拓扑的缺点是开关管的驱动必须是浮地的。

13.1.4.4 Flyback 变换器

图 13.5 所示为 Flyback 变换器及其输入电流和输入电流-电压特性。与 Buck-Boost 变换器类似，它的输入平均电流 $i_{l,avg}(t)$ 与输入电压 $v_l(t)$ 为理想的线性关系，如

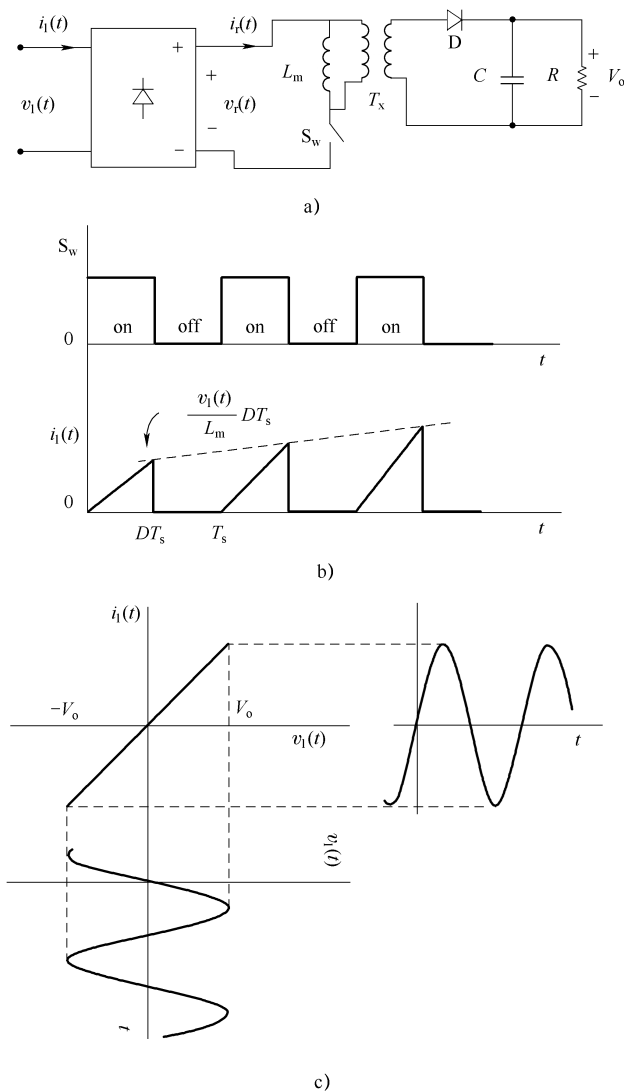


图 13.5 Flyback 变换器 PFC 特性 (©1998 IEEE)

a) Flyback 变换器 b) 输入电流 c) 输入 $I-V$ 特性

$$i_{l,avg}(t) = \frac{D^2 T_s}{2L_m} v_l(t) \quad (13.10)$$

其中 L_m 是输出变压器的磁化电感。因此它与 Buck-Boost 变换器具有相同的输入 $V-I$ 特性、输入电压及输入电流波形。而 Flyback 变换器输入-输出的隔离使其成为功率因数校正器中最佳的拓扑结构之一。

总之，在电流断续工作模式下，Boost 变换器具有较好的功率因数自校正特性，而 Buck-Boost 和 Flyback 变换器具有极其优良的功率因数自校正特性。

13.1.5 功率因数校正器的控制技术

基于电感电流的导通模式，本小节讨论 3 种不同的控制策略，包括 (a) 连续导通模式 (CCM)，(b) 断续导通模式 (DCM)，(c) 临界导通模式 (BCM)。电流滞环控制迫使电感电流跟随全波整流正弦参考电流^[27]。可以使用交替技术降低开关频率及其相关损耗^[95]。

13.1.5.1 峰值电流控制模式 (PCM)

图 13.6 所示为具有典型输入电流波形的 Boost 型功率因数校正器的峰值电流控制器

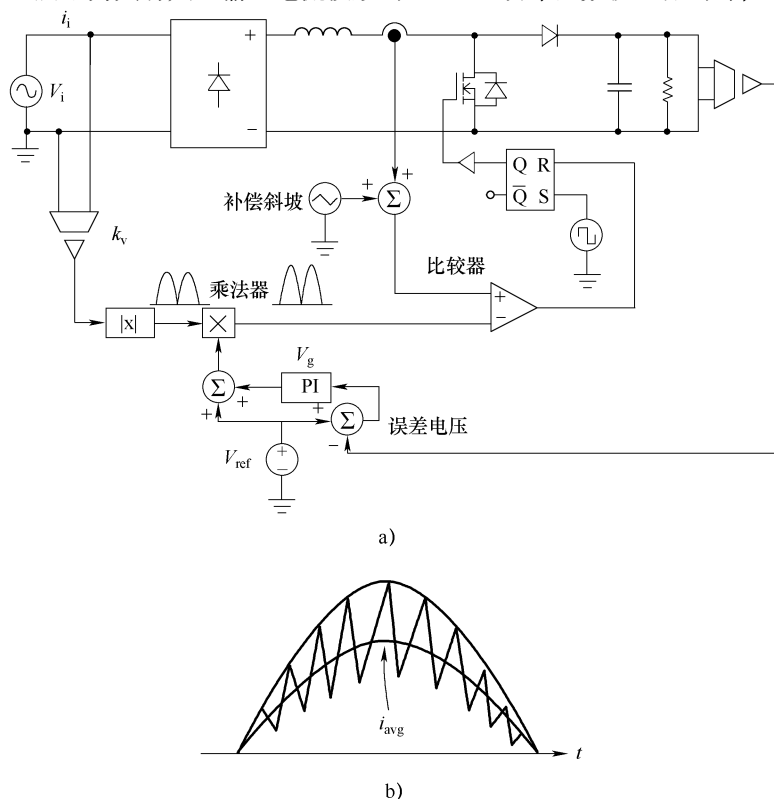


图 13.6 Boost-Based PFC 的峰值电流控制方案 (© 1994 L. Rossetto et al.)

a) 方案框图 b) 电流波形

基本方案^[120]。时钟频率通过 RS 触发器使开关以恒定的频率开启。当电感电流的上升斜坡（开关电流）与附加斜坡（斜坡补偿）之和达到正弦参考电流时，开关关断。

整流电压 V_g 的分压值与误差放大器的输出量相乘得到正弦参考电流，其中电压误差放大器的输出决定了参考电流的幅度。通过这种方法，正弦电流参考信号通常与电网电压自然同步且成比例，这就是实现单位功率因数的条件。因为 Boost 变换器工作于连续导通模式，降低了开关管的电流应力和对输入滤波器的要求。桥臂上的整流管工作于电网频率。因为续流二极管关断时刻电流仍处于连续导通模式，所以需要有一个快速二极管降低开关损耗。

峰值电流控制的一个优点是开关频率是恒定的。因为只需检测开关管电流，可以用电流互感器而不使用电阻采样，从而避免了采样电阻引起的 I^2R 损耗，也不需要具有补偿网络的电流误差放大器。峰值电流控制电路是一个真正限制开关电流的电路。然而，需要一个斜坡补偿以降低当占空比大于 50% 时存在的次谐波振荡。此外，它的输入电流在高电网电压和轻负载时畸变增加，在有补偿斜坡的情况下，这种畸变加剧。这种控制技术对高频噪声更为敏感。

13.1.5.2 平均电流控制模式

图 13.7 所示为具有典型输入电流波形的 Boost 型功率因数校正器的平均电流控

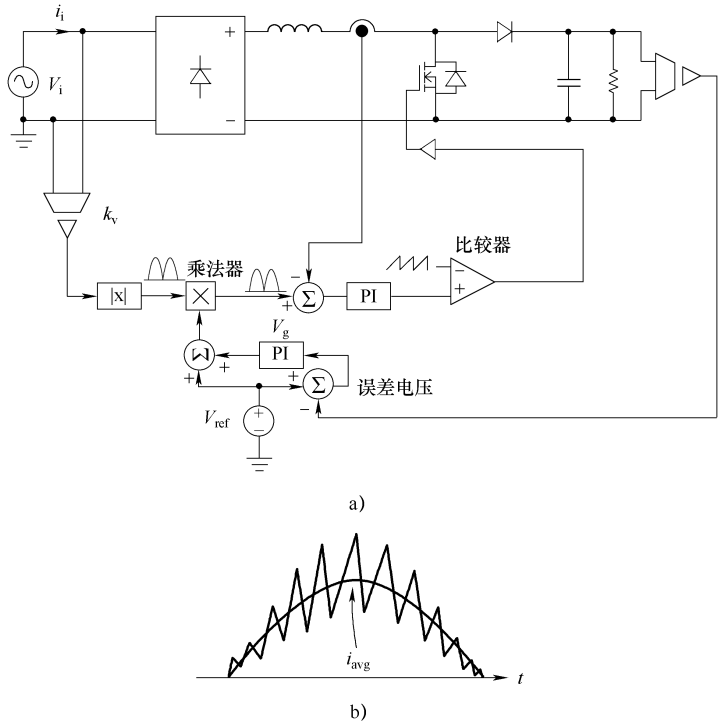


图 13.7 峰值电流控制的基本方案 (©1994 L. Rossetto et al.)
a) 方案框图 b) 电流波形

制的基本方案。与峰值电流控制相比，平均电流控制输入电流波形更好。这是由于在电网电压的过零区占空比接近 1，因此降低了输入电流的死角。平均电流控制具有一个电压外环和一个电流内环。内环采样自电感电流，并且通过电流误差放大器滤波，放大器的输出端驱动一个 PWM 控制器。由此可知，电流内环使平均输入电流 $i_{l,avg}$ 和正弦参考值的误差趋于最小。与峰值电流控制类似，整流电压 V_g 的分压值与误差放大器的输出量相乘得到正弦参考电流，其中电压误差放大器的输出决定了参考电流的幅度。变换器工作于输入电流连续导通模式。

在平均电流控制器中，开关频率恒定，且不需要斜坡补偿。这种控制方式对电流滤波产生的高频噪声不敏感。然而，控制电路必须采样电感电流，电感电流中含有直流分量，通常用电阻 R_s 采样电流。而且，还需要电流误差放大器，并且它的补偿网络的设计必须考虑到在一个电网周期中工作点是变化的。

13.1.5.3 滞环电流控制

图 13.8 所示为具有典型输入电流波形的 Boost 型功率因数校正器的电流滞环控制的基本方案。可以看出，它的参考电流有 2 个，分别为电感的峰值和谷值正弦参考电流。当电感电流低于谷值参考电流 $i_{v,ref}$ 时，开关闭合，当电感电流高于峰值参考电流时开关关断，这导致了变频控制。在滞环控制中，变换器必须工作在连续导通模式。

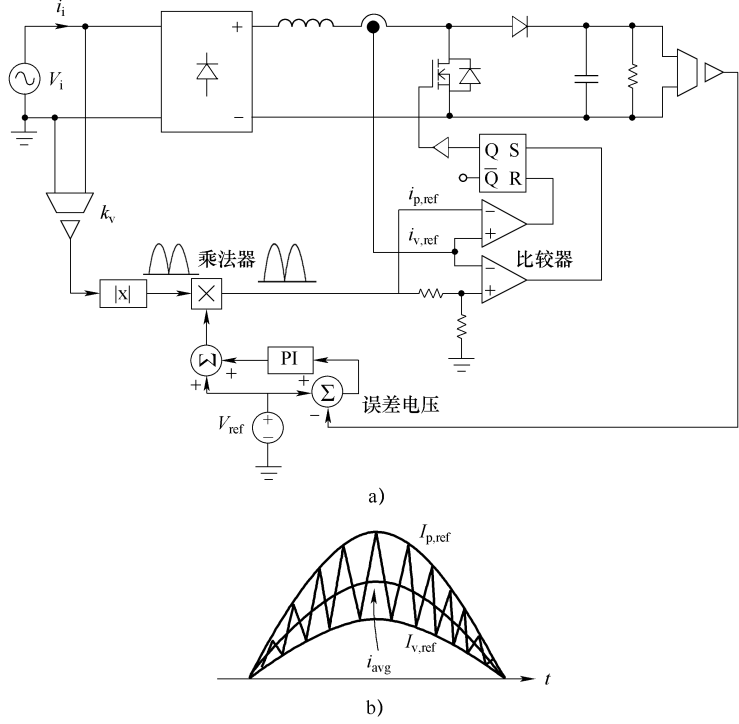


图 13.8 滞环控制器的基本方案 (©1994 L. Rossetto et al.)
a) 方案框图 b) 电流波形

在滞环控制器中不需要斜坡补偿。而且，输入电流与理想正弦波形相比没有很明显的畸变。然而，电路需要采样电感电流，并且这种控制模式对高频噪声敏感。滞环控制器是一个变频控制器。为了避免过高的开关频率，可以在电网电压过零区附近保持开关断开，从而增加了电网电流的死区。

13.1.5.4 边界或临界控制

图 13.9 所示为具有典型输入电流波形的 Boost 型功率因数校正器的边界或临界控制的基本方案。在边界控制中，开关的闭合时间在输入电网周期内恒定，当电感电流降到零时开关闭合，以使变换器工作在电感电流介于连续和不连续的临界导通模式^[121]。如上所述，续流二极管 D 在没有反向恢复损耗的工况下关断，而开关是在零电流时开启，减少了开关损耗。然而，较高的峰值电流增加了器件应力 and 导通损耗。边界控制是滞环控制在低参考电流 $I_{v,ref}$ 为零时的特例。

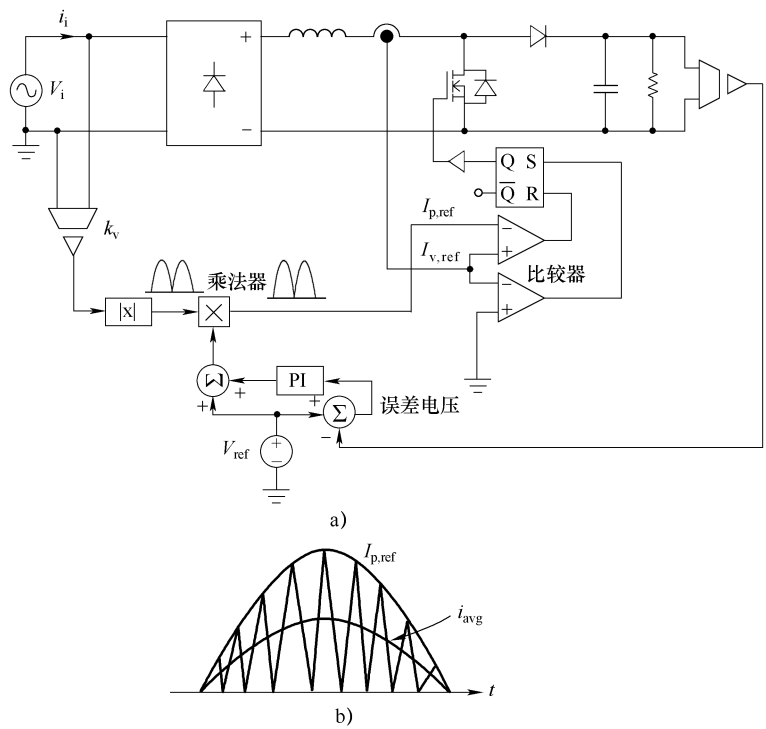


图 13.9 临界电流控制器的基本方案 (©1994 L. Rossetto et al.)
a) 方案框图 b) 电流波形

如图 13.9 所示，边界控制的瞬时输入电流由连续的三角波构成，三角波的峰值与输入电压成比例。如上所述，在无占空比调制的情况下，平均输入电流与电网输入电压成比例。因此，临界控制是一种“电流自动整形”技术。占空比的调节依赖于电压误差放大器的输出，从而无需乘法器和电流采样。

13.1.5.5 电流断续 PWM 控制

图 13.10 所示为具有典型输入电流波形的 Boost 型功率因数校正器的断续电流 PWM 控制的基本方案。在电流断续 PWM 控制中, 无需电流内环, 所以开关以恒导通时间和恒频工作^[122-128]。当使用 Flyback, Cuk, SEPIC 拓扑结构时, 这种控制技术可以实现单位功率因数。然而, 对于电流断续 PWM 控制的 Boost 型 PFC, 其输入电流中存在谐波畸变^[125]。

电流断续模式 PWM 控制器工作于恒定开关频率且不需要电流采样。然而, 因为输入电感必须在一个开关周期结束前释放存储的所有磁能, 所以工作在断续模式的输入电感不会储存多余的输入能量。其结果是, 在平衡输入和输出之间的瞬时功率时需要一个更大容量的电容。输入电流通常是一个占空比近似恒定的三角形脉冲序列。因此, 需要用一个输入滤波器将这种脉动电流平滑为连续电流。此外, 脉动电流的平均值应该跟随输入电压的形状和相位以保证高功率因数。

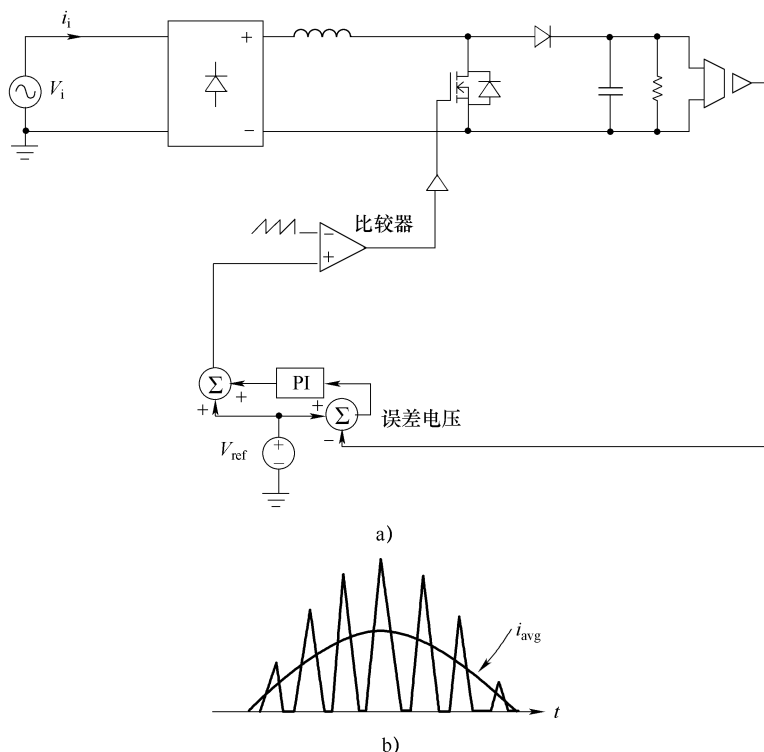


图 13.10 断续电力控制器基本方案 (©1994 L. Rossetto et al.)

a) 方案框图 b) 电流波形

13.1.6 功率因数校正电路

图 13.11 所示为 Boost 型功率因数校正电路。二极管桥用来整流交流输入电压。

通常连接在整流桥后面的大容量电容，现在将它置于 Boost 变换器的输出端。然而，在整流桥后边仍需接一个小容量电容抑制其噪声。一个含有乘法器的控制模块，对输入波形信号、电流以及电压采样信号做相应的运算产生占空比控制 Boost 变换器。

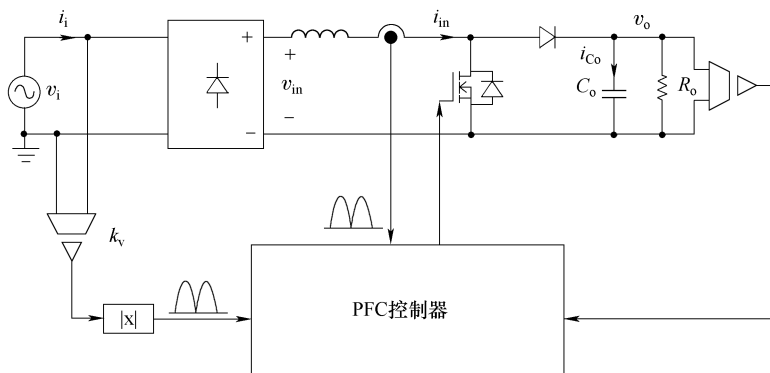


图 13.11 基本 Boost 型 PFC 电路

假设 Boost 变换器的输出为恒定电压， V_o 。因为全波整流器只允许正电流流过，所以受控于输入电压的输入电流为半个正弦波。如上所述，因为瞬时功率为电压和电流瞬时值的乘积，所以流入输出电容的功率是一个 2 倍于电网频率的正弦波。图 13.12 所示为 Boost 型 PFC 电路的相关波形。最上面的波形说明了输入电压和输入电流是同相的。第二个波形描述流入流出输出电容 C_o 的能量。可以看出，当输入电压比输出电压高时电容 C_o 储能，当输入电压比输出电压低时释放能量来保持输出功率稳定[⊖]。第三个波形描述了电容电流的充放电状态。必须指出，流过电容的电流波形不同于输入电流，存在着二倍于电网频率的纹波。如图 13.12 的第四个波形所示，流入流出输出电容 C_o 的能量导致了 2 倍于电网频率的纹波电压。需要说明的是，因为电容具有储能作用，所以电容的电压纹波对电流有 90° 的滞后。输出电容 C_o 需要处理两倍于电网频率的纹波电流和开关产生的高频纹波电流。

如图 13.13 所示，实际的具有功率因数校正功能的 AC-DC 变换器可以通过一个平方器，一个除法器和一个乘法器实现。可以看出，电压误差放大器的输出 V_{vea} 先与平均输入电压的平方值相除，再乘以整流输入电压信号。这个电路保持了电压环增益恒定；没有它，电压环的增益会随着平均输入电压的平方而改变。因为这个输入电压平均值为电压环提供了一个前馈控制，所以它有时被称为前馈电压 V_{ff} 。这个前馈电压先平方，然后再除以电压误差放大器的输出电压 (V_{vea})。

电流波形与整流后的电网电压 V_r 应尽可能地保持同相，从而使得功率因数达

⊖ 可以看出，当输入功率比输出功率高时电容 C_o 储能，当输入功率比输出功率低时释放能量来保持输出功率稳定——译者注

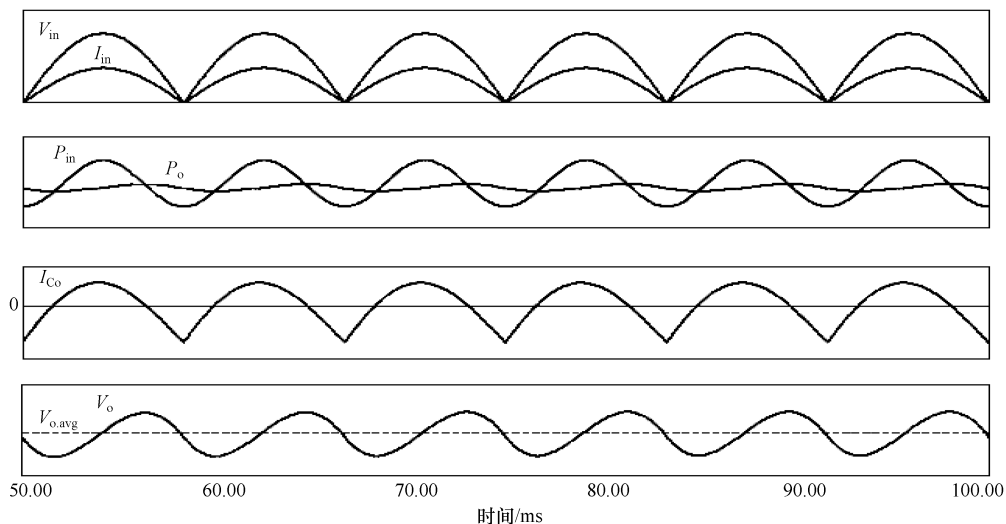


图 13.12 连接了 Boost 型 PFC 电路的波形

到最大。如果电压环具有足够宽的带宽，这样可以通过调节输入电流 i_1 保持输出电压稳定，同时带来的问题是输入电流产生更大的畸变。电压环根据参考电压值 V_{ref} 调节输出电压 V_o 。然而，它的带宽应该小于两倍的电网频率，使得输入电流 i_1 跟踪输入电网电压的变化。如上所述，为了提高瞬态特性，它的带宽通常被设置为接近电网频率。平方器和除法器使得环路增益保持恒定，且它的带宽接近电网频率，因此输出电压的瞬态响应为最小。这一点尤为重要的原因是要适应全球电网所需的宽输入电压范围。

传递到负载的功率受控于电压误差放大器。如果误差输出电压恒定，当输入电压倍增，控制信号也会倍增。然而，控制信号会被前馈电压的平方所除，或者是输入电压的四倍，这会导致输入电流降低到原始值的一半。输入电压倍增而输入电流减半，其乘积与原输入功率相同。因此，电压误差放大器的输出用来限制从电网中汲取的最大功率。

为了减少输入电流的畸变，前馈纹波电压应该保持比较小。幸运的是，可以用输入滤波器很容易地降低前馈纹波的电压。例如，在 Boost 变换器中，流经输出电容 C_o 的纹波电流使其输出电压存在着两倍于电网频率的纹波电压。这个输出纹波电压通过电压误差放大器反馈到乘法器，从而在输入电流中再次产生了谐波畸变。因为这个纹波电压不通过平方器，所以畸变的幅值和相移都是纹波电压幅值的一半。需要增加一个相移，使得电压误差放大器输出端的纹波电压与电网电压保持同相。因此，为了与电网电压同相，电压误差放大器需要将输出电压的二次谐波移相。

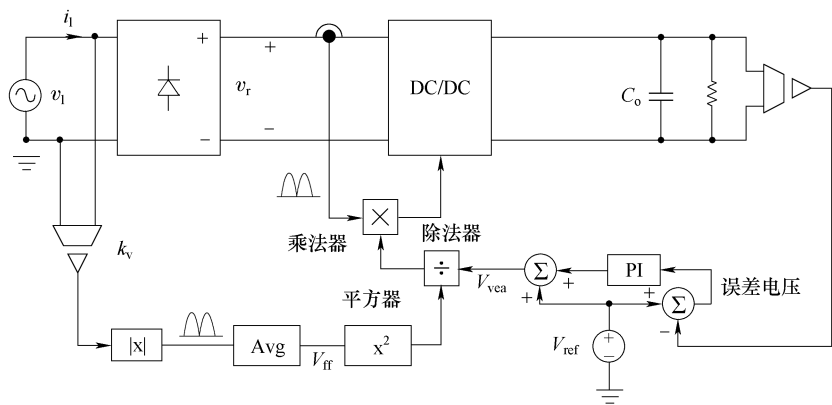


图 13.13 具有功率因数校正的实际 AC-DC 变换器

13.2 低噪声 DC – DC 变换器

13.2.1 简介

开关变换器传统应用领域是计算机电源和直流电动机驱动。在过去的几年里，开关模式电源已经在消费电子领域中，诸如音频设备、电池充电器和电视机等方面普遍取代了线性电源。低噪声是开关电源的一个新兴特性。对于噪声敏感的那些应用领域，如移动消费电子设备、自动化装置、远程通信和工业测量仪表，传统上都使用线性电源。然而，在关注效率的当今，线性电源不再是一个现实的选择。为了使效率和电池寿命达到最大化，需要更高效的开关电源。

具有典型高电压和电流转换速率的开关电源会产生高频电磁干扰（EMI），影响其他设备或使电源本身性能恶化。特定的标准规定了传导和辐射 EMI 的最大值，使其满足电磁兼容性（EMC）要求。EMI 可以通过导线（传导 EMI）或通过空气（辐射 EMI）到达或影响其他电路。通常是由于使用了 ESL 值较大的输入或输出滤波电容，或者是因为高阻抗连接，它能在理论上本应被滤除或传输的高转换速率电流转换为电压降，从而产生了传导 EMI。辐射 EMI 是通过电场耦合（电容式耦合）或磁场耦合（电感式耦合）产生。电容式耦合是由电压变化剧烈的两节点间的寄生电容产生。电感式耦合是由两电感间的互感产生，电压电流变化从一个电感感应到另一个电感，例如变压器。这种互感是由于两个电感之间的杂散磁通量相互作用而产生不希望的耦合。这些电感不一定是特定的元件；它们可能是印制电路板的等效电感、线路或器件引脚。

低噪声的开关电源使其正常工作时电磁能量达到最小。如第 1 章中所述，开关变换器产生的电压电流波形中含有开关频率及其高次谐波。频谱分量从具有最大幅值的开关频率（ $n = 1$ ）延伸到幅值不断衰减的高频（理想情况下 $n = \infty$ ）。即使

这些频率成分不是随机的，其也可能在其他设备上产生不希望出现的信号，因此被归类为噪声信号。

为了降低传导和辐射 EMI，低噪声开关电源使用了几种技术。无源技术包括滤波，接地，屏蔽，合理的布线等等，而有源技术主要是基于限制电压电流的转换速率和使用低幅值宽频带技术传输 EMI 的能量。商用开关电源控制器^[129,130]使用厂家自己的专利降低噪声。他们通过限制电压转换速率和用户可编程的电流转换速率消除最有可能影响其他电路的 EMI 高次谐波。通常通过增加开关时间可以限制电流和电压转换速率，但这样增加了开关损耗从而降低了效率。所以低噪声开关变换器可能比其他开关变换器效率低。

13.2.2 降低 EMI 的技术

13.2.2.1 容性耦合

通过最小化分布电容可以降低容性耦合。这可以通过减小电容面积或增加极板间距离实现。

13.2.2.2 感性耦合

通过最小化杂散互感降低感性耦合。用屏蔽技术使得磁通量不能到达其他电感，或者增加电感间距离以减少相互间作用。某类电感磁心，如磁环能够更好地减少磁通泄漏。

13.2.2.3 输入滤波

某类开关变换器拓扑，如 Buck 变换器，具有不连续的输入电流，可能通过传导 EMI 影响其他与其共享输入源的设备，或者由电源线辐射的 EMI 影响其他设备。适当的选择和放置输入电容可以减少这个问题。输入电容应该具有低 ESL 和 ESR 并且要尽可能地靠近开关变换器。

在这里，输入电源提供平均电流，电容提供瞬时电流。图 13.14 (a) 所示为 Buck 变换器原理图，它的输入输出电容是非理想的并且电源具有内阻。图 13.14b 给出了其相应的输入电流电压波形。如图所示，不连续的输入电流在电源内阻 Z_s 上产生了很高的电压，可以看到图中输入电压上的尖峰。这些尖峰影响其他与其共用一个输入电源的电路。在电源和开关变换器间加一个 LC 低通滤波器可以进一步的减小电源电流的纹波。

13.2.2.4 输出滤波

为了进一步降低 EMI，任何开关变换器的输出都可以加一个 LC 输出滤波器。这个附加的滤波器使传递函数增加了 2 个极点，加大了不稳定的风险。一个常用的方法是将这个新增的滤波器放置在控制环外，且令其截止频率接近开关频率。

图 13.15a 和 b 分别给出了具有 1 个和 2 个输出滤波器 Buck 变换器的仿真输出电压波形及其相应的频谱。令附加滤波器的截止频率等于开关频率。必须指出，滤波器降低了电压纹波和频谱分量的幅值。

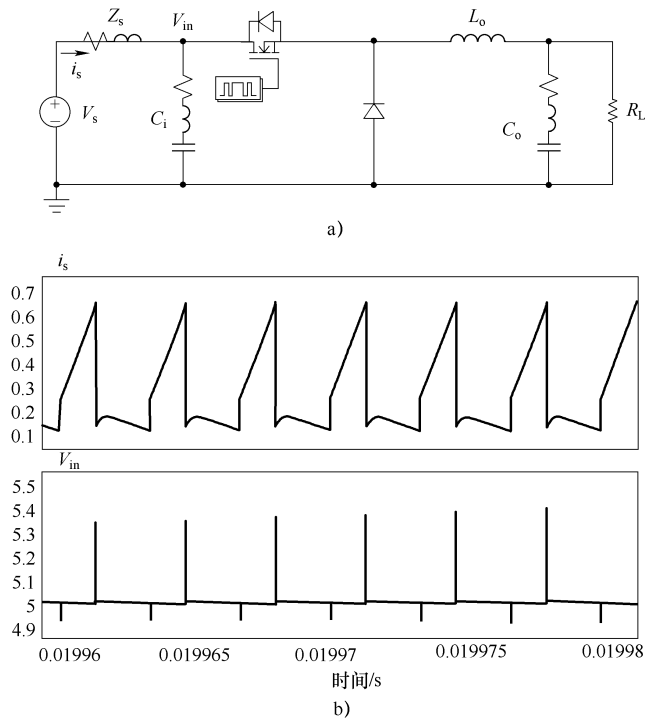


图 13.14 带有实际输入输出电容的 buck 变换器
a) 原理图 b) 输入波形

13.2.2.5 转换速率限制

图 13.16 所示为图 13.14 所示的 Buck 变换器中 MOSFET 晶体管的栅源电压 V_{GS} 和源极电压 V_s 的波形图，图 13.16a 为开启时间没有被限制，图 b 为缓慢开启时

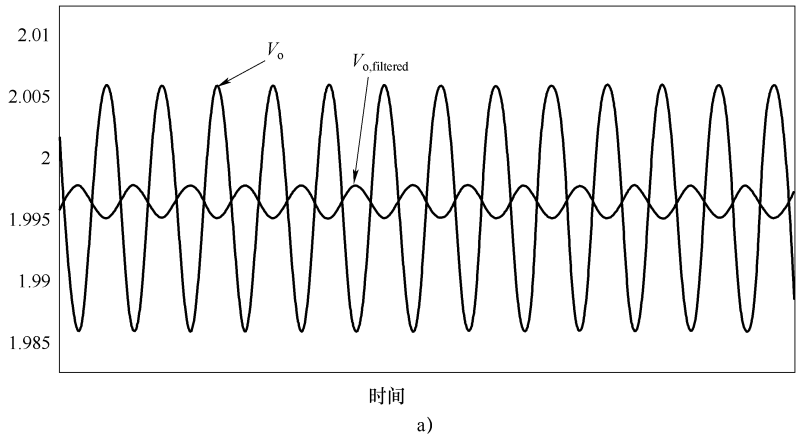


图 13.15 带一个输出滤波器和带两个输出滤波器的比较
a) 波形

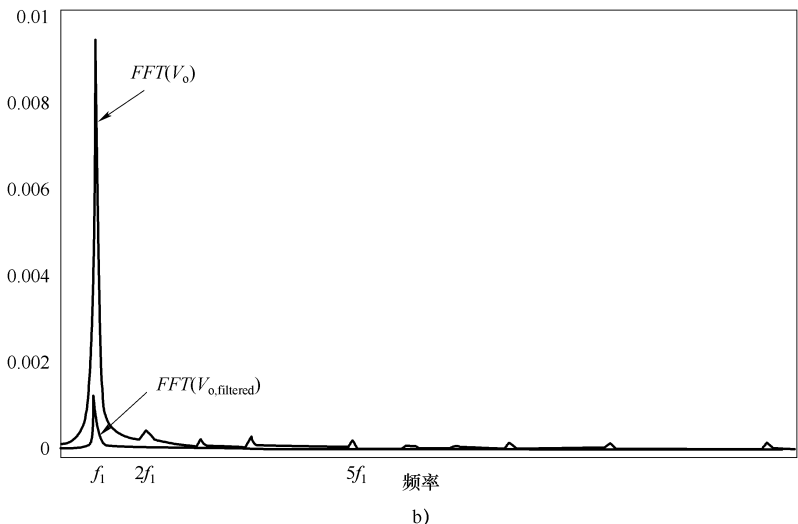


图 13.15 带一个输出滤波器和带两个输出滤波器的比较 (续)

间。由图 a 可知，对于这个电路，当不限制其转换速率时，源极电压出现了振荡，其幅值达到了 24V。另一方面，如图 13.16b 所示，如果减缓晶体管的开启速度，其相应的过冲值小于 13V。减少过冲和高频振荡的能量是以增加开关损耗为代价的。图 13.17a 和 b 所示分别给出了图 13.14 所示的 Buck 电路输入电流与漏极电压 V_{Drain} 的波形图，其中图 13.17a 为普通开关变换器，图 13.17b 为限制了转换速率。可以看出，瞬态幅度有明显减小。

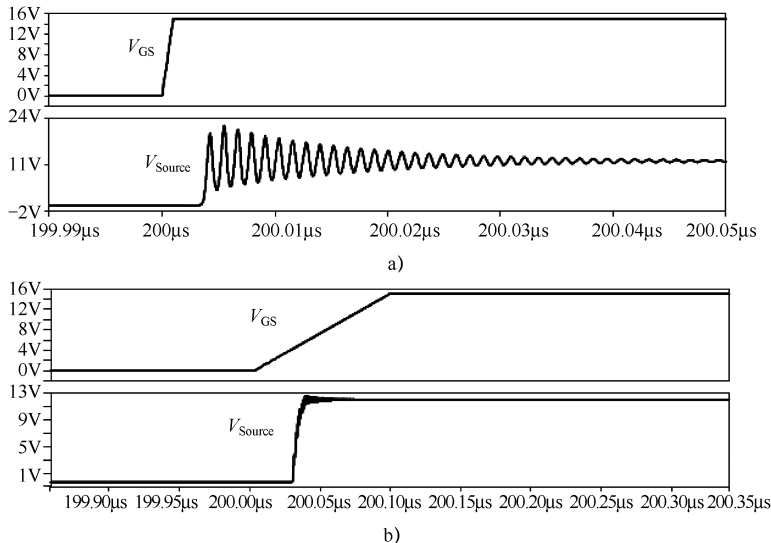


图 13.16 转换效率限制和无限制的电压波形比较
a) 上升时间 10ns b) 上升时间 100ns

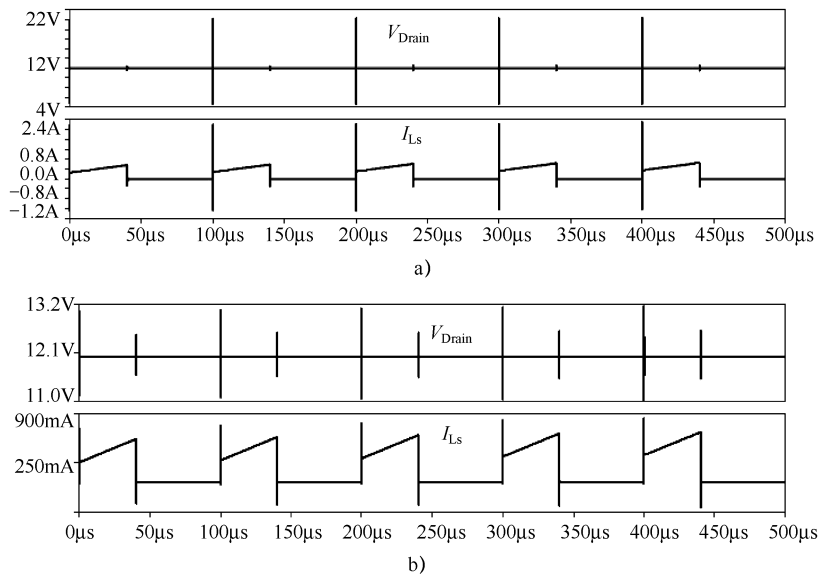


图 13.17 转换效率限制和无限制的电压波形比较
a) 上升时间 10ns b) 上升时间 100ns

13.3 用于太阳能电池的开关变换器

13.3.1 简介

1839 年, Edmond Becquerel 发现某些材料具有能够使光能转换为电能的特性^[131,132]。太阳电池正是利用了这种光电效应或光伏效应将日光转换为直流电流。太阳电池是由不同种类的半导体材料制成, 而不同的材料具有不同的性质, 因此各类太阳电池具有不同的应用领域。为了提高输出电流和输出电压, 常常将多个太阳电池串联并封装在一个模块里, 然后将多个模块进行适当的串并联组成一个矩阵状的光伏阵列。目前商用光伏电池的效率一般在 6% ~ 19%^[131]。光伏系统包括了光伏组件, 开关变换器以及负载。当光伏系统独立于电网时, 必须为系统增加一个储能环节, 当负载所需的能量大于光伏组件所产生的电能时, 其不足的部分由储能环节提供。相反, 对于并网光伏系统就不再需要储能环节, 因其不足的部分可以直接由电网提供。同时, 电能存储装置非常昂贵, 通常仅用于不间断供电负载。另外, 光伏系统也可以组成一个分布式供电系统, 将太阳电池产生的所有可利用电能注入电网。

13.3.2 太阳电池模型

图 13.18 所示为太阳电池的等效电路图。其中, 直流电流源取决于太阳辐射和

温度。这个模型模拟了太阳电池的发电能力。因为太阳电池是由半导体材料构成，所以可以用二极管来模拟 PN 结，用电阻来模拟内部的损耗。

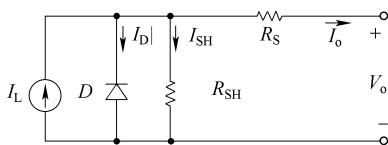


图 13.18 太阳电池等效电路

忽略损耗，太阳电池的特征方程为（ $I-V$ 曲线）

$$I = I_L - I_o \left[\exp\left(\frac{qV}{nkT} - 1\right) \right] \quad (13.11)$$

式中， I_o 为二极管的反向饱和电流；

n 为二极管理想因子（1 代表一个理想二极管）；

q 为电子电荷量；

k 为玻尔兹曼常数；

T 为绝对温度；

在 25°C 时， $kt/q \approx 0.259\text{V}$ 。

图 13.19 所示的实线为无损耗太阳电池的 $I-V$ 特性。其中有两个重要的参数，短路电流 I_{SC} 和开路电压 V_{OC} 。短路电流是指太阳电池输出端短接时的电流，它是太阳电池所能提供的最大电流。而开路电压 V_{OC} 是指当太阳电池电流为零时所能测得的最大电压。一般硅电池的开路电压为 $600 \sim 730\text{mV}$ ，其具体值取决于制造工艺和环境因素^[132]。在图 13.19 中，太阳电池的 $I-V$ 功率线用虚线画出，在 I_{SC} 和 V_{OC} 这两点， $I-V$ 乘积为零，这意味着此时太阳电池不能提供任何电能。在 $I-V$ 特性曲线的拐角处，功率曲线的值达到最大，并决定了最大转换功率的工作条件。

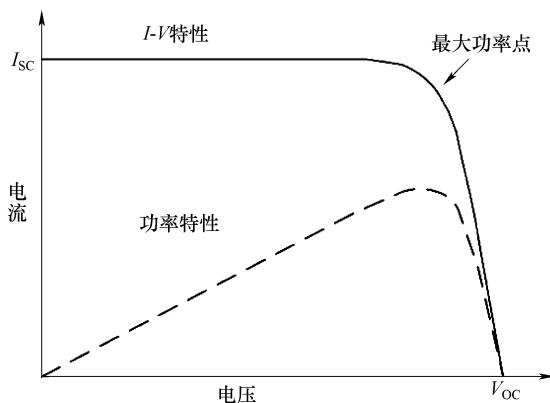


图 13.19 太阳电池的 $I-V$ 曲线和功率曲线

13.3.3 最大功率点跟踪

在 $I-V$ 曲线上, 最大功率的典型值位于开路电压的 75% ~ 80% 以及短路电流的 90% 附近。最大功率输出的上限为 $V_{OC} \times I_{SC}$ 的 70% 左右^[132]。如果没有储能环节, 由太阳电池直接为负载供电, 那么负载消耗的电能恰好等于太阳电池所提供的电能。然而, 即使有储能环节或者并网, 仍然希望在任何环境下汲取太阳电池产生的最大可利用功率。最大功率点跟踪技术 (MPPT)^[133-141] 是通过测量瞬时电压和电流计算出瞬时功率, 然后基于这个功率值自动调整电流大小以改变此刻的功率, 从而实现瞬时最大功率的自动跟踪。MPPT 的基本算法是扰动观察法, 其算法如下: 首先计算出功率, 然后增加电流后再计算功率; 如果功率变大则继续增加电流; 否则降低电流。持续降低电流, 直到功率开始减小, 然后增加电流。不断重复这个过程。

13.3.4 用于太阳电池的开关变换器

具有受控电流源特性的开关变换器通常是一个太阳能板和蓄电池组之间的接口电路。电流必须从太阳能板流出; 否则会损坏电池板。通常会在光伏阵列的输出端增加一个阻流二极管防止反向电流流入电池板。为开关变换器提供输入能量的光伏阵列具有宽范围的输出电压; 因此, 开关变换器必须具有大范围改变占空比的能力, 以便使它具有升压和降压的功能。图 13.20 所示为 3 种最常见的光伏系统。图 13.20a 为无储能环节、独立直流负载, 直流变换器从太阳能板汲取负载正好所需要的能量。根据所需的电流和环境条件, 光伏阵列不会工作在最大功率点, 同时其输出电压也会有很大的变化。当输入电压波动很大时, 直流变换器仍然能够稳定输出电压。这种电路适用于无需电气隔离的工况。直流变换器只能传输从光伏阵列到负载的单向能量。图 13.20b 为有储能环节的独立负载。双向直流变换器为负载提供所需的电能; 同时也能跟踪光伏阵列的最大功率点并将多余的能量存储在储能装置里 (例如蓄电池)。具有电流源特性的直流变换器能够运行 MPPT 算法从光伏阵列中汲取最大功率。它同时具有调节输出电压的能力。这种电路适用于无需电气隔离的工况。图 13.20c 为并网的光伏系统。系统中的 DC-DC 变换器从光伏阵列中汲取最大功率, DC-AC 变换器向电网中注入或者汲取能量。如果不存在本地负载, 这个系统就是一个分布式太阳能发电系统, 向电网中注入来自太阳能阵列的所有可利用功率。如果存在本地负载, 它就是居民的屋顶太阳能光伏并网系统。具有电流源特性的直流变换器能够运行 MPPT 算法从光伏阵列中汲取最大功率。它具有调节直流母线电压的能力, 使得来自光伏阵列的电流能够注入到电网。并网时仍需满足许多标准^[142,143], 也一定要电气隔离。变换器的控制算法还需要能够监视孤岛效应以避免出现危险^[144-146]。当电力线停止供电时, 光伏系统也必须停止向电网继续供电; 否则, 就会伤及正在维修的

人员。

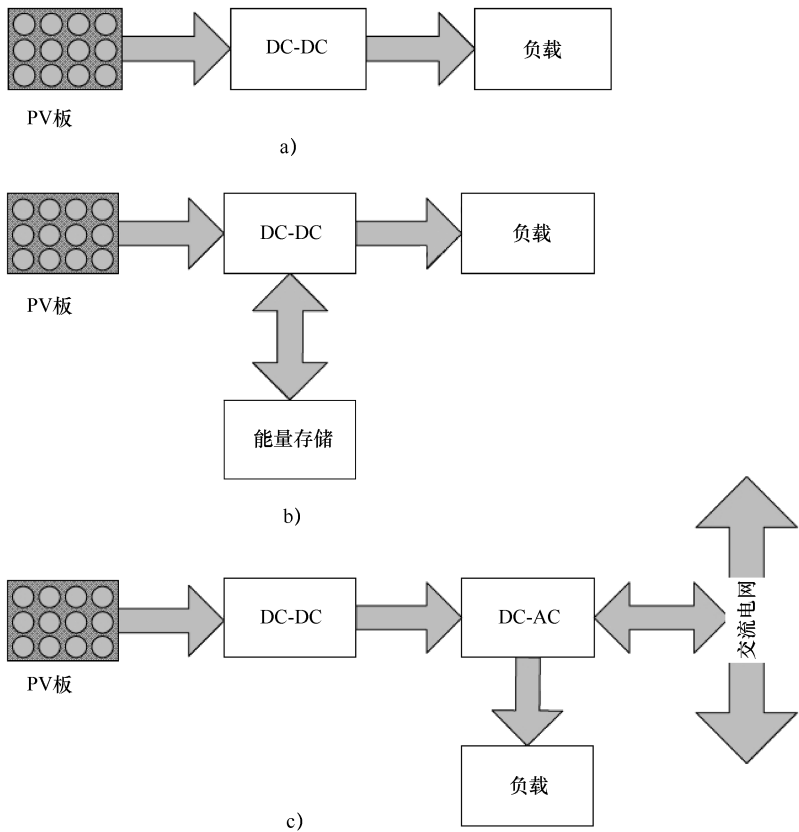


图 13.20 典型光伏系统结构

a) 隔离型直流负载 b) 具有能量存储的隔离型直流负载 c) 连接电网的交流负载

13.4 用于燃料电池的开关变换器

1839 年，William Grove 爵士发明了第一块燃料电池。然而，它的实际应用始于 20 世纪 60 年代，当时美国航空局使用燃料电池为阿波罗号和双子座航天计划提供能量^[147,148]。从此，燃料电池开始了大范围的应用。目前使用燃料电池的功率等级从兆瓦到毫瓦，它可以为航天飞船提供能量，实现分布式发电，为建筑物，电力车还有便携式设备供电。通常一块燃料电池含有两个由电解质膜隔离的电极。电极一般为孔状结构，以便氧和氢原子流动。氧原子和氢原子被驱赶到两个不同的电极，产生了直流电和热水（见图 13.21）。这是一种无污染的方法，将存储在氢气中的能量转化为电能。

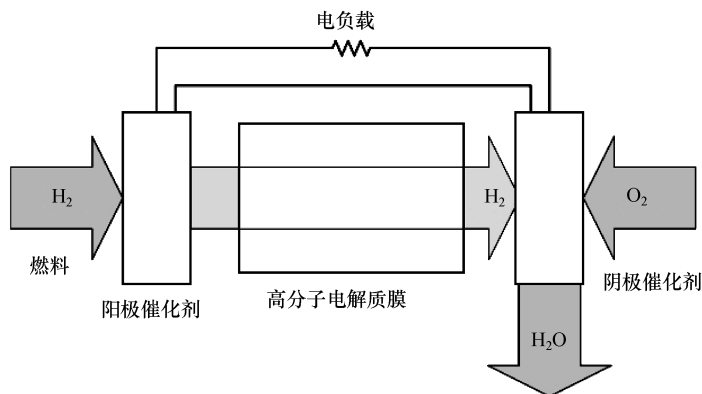


图 13.21 燃料电池框图

燃料电池的输出电压与输出电流为非线性关系，可以等效为一个电压源串联一个非线性阻抗^[149]。图 13.22 所示为燃料电池的典型稳态伏安特性曲线。这个曲线可以划分为 3 个区域：图 13.22a 在低电流区，输出电压与输出电流为对数关系，图 13.22b 在中电流区，输出电压与输出电流为线性关系；称为欧姆区，图 13.22c 在大电流区为指数关系。从空载到满载时，输出电压大范围变化。

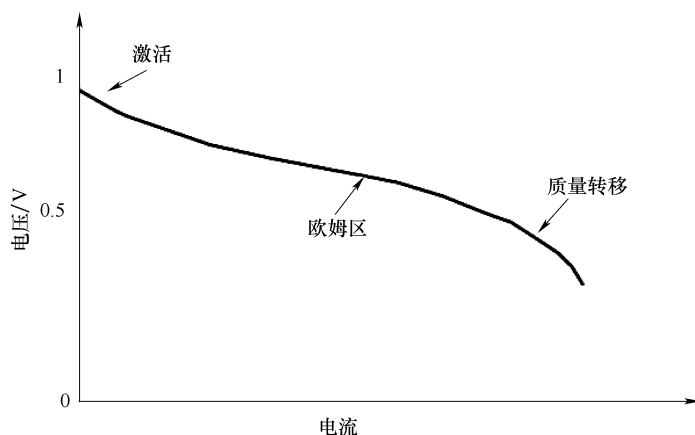


图 13.22 燃料电池的伏安特性

已经提出过许多的动态和静态模型^[149,150]，其差别在于精度不同。图 13.23 所示为燃料电池动态特性和静态特性的模型，这个模型可以作为电路模拟器。输出电压表达式为

$$v_o = V_{CC} - v_{D1} + v_{H2} \quad (13.12)$$

通过电压源、二极管和流控电压源模拟其静态特性，由电容和电阻模拟其动态特性。燃料电池的响应速度要慢于一般蓄电池，时间常数为秒级。因此，供电电压瞬

态需要由电容或其他蓄电装置提供。而增大电池的面积比增加电池的个数更为廉价；所以，一个燃料电池单元具有高的输出电流和相对较低的输出电压^[147,150]过度地汲取电流或者改变电流方向都会损害电池。

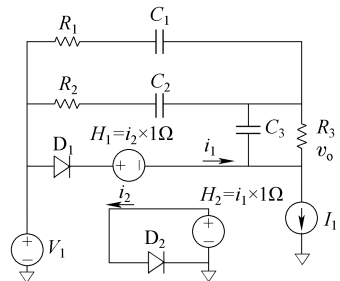


图 13.23 燃料电池等效电路

用于燃料电池的开关变换器需要在宽输入电压范围内工作并且要限制输入电流。通常在燃料电池和设备中间插入一个特定的开关变换器。如果燃料电池被用作并网式分布电源，其结构如图 13.24^[151]所示。DC-DC 变换器提升输出电压到逆变器所需的、隔离的输入电压，并使其稳定。对于燃料电池仍然希望能够汲取其最大可利用功率。

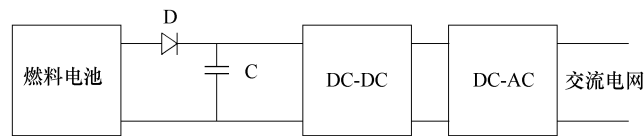


图 13.24 燃料电池系统

燃料电池的最大功率由燃料的流量决定；图 13.25 所示为典型功率与电流特性

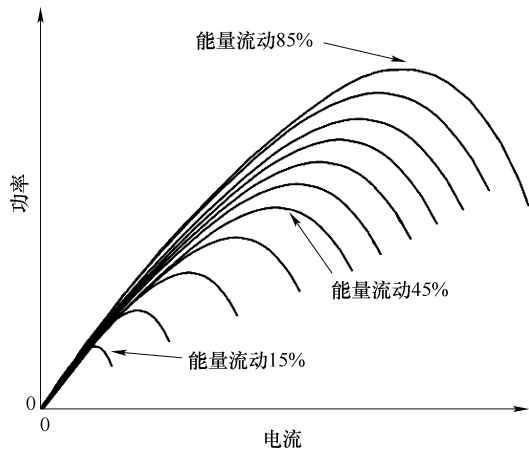


图 13.25 燃料电池功率-电流曲线

曲线。采用最大功率点跟踪算法控制 DC-DC 变换器^[152]，同时逆变器把电流输入电网。MPPT 的基本算法如下：首先计算出功率，然后增加电流后再计算功率；如果功率变大则继续增加电流；否则降低电流。持续降低电流，直到功率开始减小，然后增加电流。不断重复这个过程。

13.5 LED 驱动器用开关变换器

白炽灯将大约 98% 的能量转换为热量，具有极低的电光转换效应。因为高效的荧光灯（CFLs）节约 70% 的能量且使用寿命更长，在建筑照明方面已经代替白炽灯。然而，新兴出现的 LED 灯却让荧光灯黯然失色。据美国能源部（DOE）^[153] 的报告，到 2030 年，使用 LED 固态照明（SSL）每年可以节约近 190 兆瓦时的能量，相当于 24 个大型发电厂每年的发电量，减少大约 246 公吨的二氧化碳温室气体排放。

与紧凑型荧光灯不同，无汞 LED 照明凭借其高效率、使用寿命长、耐振动和冲击的特点，在照明领域将引起一场革命。正常使用的 LED，预期寿命为 10 年到 20 年。所以，LCD 背光源，汽车照明，交通指示和手电筒等都普遍采用 LED 照明。

白光 LED 的压降大约为 3.5V，随着温度、电流和器件技术的改变有所变化。它的 $I-V$ 特性曲线类似于二极管的特性曲线。LED 可以假设为一个恒压负载串联一个低值等效电阻（ESR）。LED 灯通常按照阵列的方式安装，调节每串的电流以保证所有的 LED 有均匀光强。光照强度通常随电流线性变化，但当电流到达某个值时，再增大电流而光强变化很小。通常每个 LED 会反并一个稳压管，当 LED 开路时，电流流过这个稳压管以保证其他 LED 继续发光。

LED 驱动是用来控制从 LED 中流过的电流。LED 驱动器的输入端取决于输入电源的特性。如果希望用交流电源为 LED 灯供电，需要一个具有输出电流调节能力的功率因数校正器（PFC）。如果希望用蓄电装置为 LED 灯供电，例如手机，其输入端必须能够适应宽输入电压的变化；因此根据电路中串联的 LED 管数量和输入电压的变化，完成升压或降压功能。

LED 驱动电路通常会用基于电感的开关变换器；而在低电流的便携设备中，通常会使用开关电容变换器。在第 2 章和第 4 章中介绍的开关变换器的拓扑结构大多都能应用于 LED 驱动；电流的控制模式一般为峰值电流控制、平均电流控制和滞回电流控制等。根据应用工况决定控制模式。

13.5.1 Buck 型 LED 驱动器

当 LED 串所需的输入电压小于电源电压，可采用 Buck 电路。图 13.26a 所示为出了一个典型 Buck 型 LED 驱动器。无输出电容，增加了一个串联电流采样电阻，为控制器提供反馈电流以便调节 LED 串电流。在二极管中，大的电流波动对

应着很小的电压波动；因此，电路中无需输出电容。

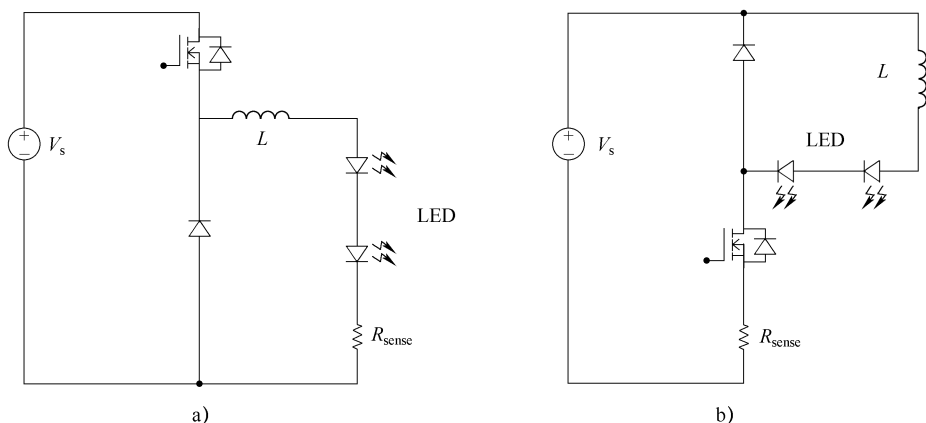


图 13.26 Buck 型 LED 驱动器

图 13.26b 所示为另外一种 Buck 型 LED 驱动器，其中开关和二极管被互换位置。这种拓扑的最大优点是栅极驱动电路接地，易于实现。

13.5.2 Boost 型 LED 驱动器

当 LED 串所需的输入电压大于电源电压，可采用 Boost 电路。图 13.27 所示为一个典型 Boost 型 LED 驱动器。因其输出电流不连续，所以需要输出电容。为了获得相同的平均电流，需要幅值较高的脉冲电流，这种脉冲电流会缩短 LED 的寿命。输出电容能够减少开关变换器输出端的 EMI；然而，它也减缓了系统的动态响应。在调光时，由于电容的充放电，其瞬态响应有所延迟。

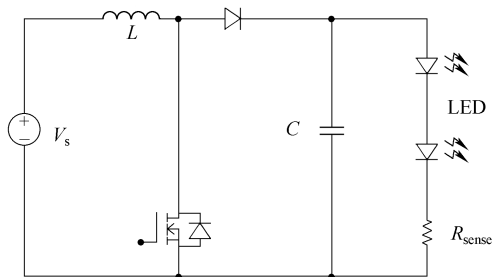


图 13.27 Boost 型 LED 驱动器

13.5.3 Cuk 型 LED 驱动器

图 13.28 所示为 Cuk 型 LED 驱动器。它是一个无输出电容的传统 Cuk 变换器。与 Buck 变换器相似，如果输出电流一直保持稳定（输出电感为连续导电模式），则无需输出电容。Cuk 型 LED 驱动器与 Buck 型和 Boost 型相比最大的优点是它既能升压，也能降压。因此，它是汽车设备和蓄电池供能设备的最好选择。如果两个

电感的电流都连续，通过纹波抑制就能够大幅度地减小输入和输出 EMI。

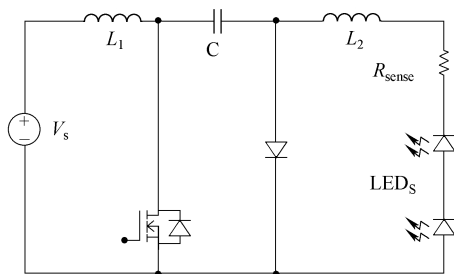


图 13.28 Cuk 型 LED 驱动器

13.5.4 SEPIC 型 LED 驱动器

与 Cuk 型驱动器相似，SEPIC 型 LED 驱动器既能升压也能降压，适用于电池供电的工况。它也常用于交流电源供电，因为 SEPIC 电路具有良好的功率因数校正功能。

13.5.5 交流输入型 LED 驱动器

住宅用 LED 照明装置需要一个具有功率因数校正的 AC-DC 变换器。如果以流经 LED 的电流作为反馈量调节其输入电流，则前面章节介绍过的几乎所有具有 PFC 功能的拓扑结构都可以用作 LED 驱动器。

第 14 章 开关变换器设计：案例学习

14.1 简介

开关变换器主要应用于开关电源。开关电源的主要特性在于高转换效率带来的高功率密度。一般来讲，随着开关频率的增加，开关变换器的功率密度也随之增加。其主要原因是随着开关频率的增加，储能元件的尺寸和重量得以减小，而且，开关变换器中开关晶体管的开关模式的优化也会降低不必要的功率损耗。

开关变换器也可应用于直流电动机驱动，通常被称为斩波器。直流电动机驱动正被广泛地应用于需要良好调速控制性能和频繁起动、制动、换向的场合，特别是一些重要的应用场合，如轧钢厂、造纸厂、电动铲车、有轨电车和机床等。近几年，异步电动机和同步电动机凭借其变频调速的发展在调速应用方面也得到了广泛的应用。

开关变换器较少为人知道的应用是 PWM 开关音频放大器。PWM 开关音频放大器问世已经很多年了，其主要优点是功率转换效率高。AB 类放大器是一种常用的音频放大器，其理论上最大的功率转换效率可达到 78.5%；但实际上，典型的 AB 类放大器在应用中的功率转换效率只有 35% ~ 40%^[145]，而 PWM 开关音频放大器在实际应用中的功率转换效率可以达到 80% 以上。

虽然专用集成电路（IC）仍是开关变换器中控制器的主力军，但是微处理器和数字信号处理器（DSP）也正逐渐成为一些开关变换器的主流控制器。DSP 能实现新一代数字电源所要求的灵活数字控制、监测和通信功能，只需要改变控制器的算法，而不用改变开关变换器电路的拓扑，就能实现一个全数字的电源平台。此外，采用了先进的非线性数字控制技术以后，具有更高效率的开关变换器拓扑可以用来实现电源在全工作范围内的最优性能；另外，开关变换器中电流模式的控制可以通过用状态反馈控制代替补偿斜坡的方法，简化反馈增益的设计，得到理想的瞬时响应。微处理器或 DSP 控制的开关变换器具有信号处理能力，与传统集成电路控制器控制的开关变换器相比，功能更强且更具智能化。基于微处理器或 DSP 的控制器可以很容易地通过修改软件（程序）来实现开关变换器的各项指标要求。在斩波器的应用中，微处理器或 DSP 控制器允许采用复杂的控制算法来修正直流电动机的响应。

本章将介绍一些开关变换器的设计案例：第一个例子是设计基于 TL594 控制

的简单 Buck 变换器；第二个例子是设计用 DSP 控制的同步 Buck 变换器，通过修改软件程序，相同的硬件就能实现电流控制和电压控制两种不同的工作模式，并得到希望的动态性能，这个例子充分体现了数字控制开关变换器的多功能性；第三个例子是分别采用 3 种不同的控制器来设计 Flyback 变换器。最后，讨论并总结了实际 PWM 音频放大器的设计和评估。需要指出的是，本章所介绍的设计案例并没有涉及系统优化的内容。

14.2 电压型断续工作模式的 Buck 变换器设计

本节内容是设计和评估采用 TL594 脉宽调制器^[155]控制的电压型断续模式工作的 Buck 变换器。额定输入电压为 19V，其波动范围是 17 ~ 21V，变换器的输出电压为 $5(1 \pm 5\%)$ V，负载电流的变化范围是 30mA ~ 0.5A。由此可知，这个 Buck 变换器的功率等级为 2.5W。对这个例子，线性电压调整器（如 UA7805CKC）是适用的，尽管其功率损耗可能会比 Buck 变换器大。把开关频率选定为 10kHz。综合考虑所允许的过冲和上升时间两个要求，把相位裕量选定为 35°。

由于平均输出电流为 265mA，平均负载电阻为

$$R_{L_{\text{avg}}} = \frac{5\text{V}}{265\text{mA}} = 18.8\Omega \quad (14.1)$$

最大负载（或者最小负载电阻）为

$$R_{L_{\text{min}}} = \frac{V_a}{I_a} = \frac{5\text{V}}{0.5\text{A}} = 10\Omega \quad (14.2)$$

接下来确定电感。为了保证变换器的断续工作模式，电感值应该小于最大负载电流情况下的临界电感值，即

$$L \leq \frac{R_{L_{\text{min}}}(1-D)^2}{2f_s} = \frac{10 \times (1-0.263)^2}{2 \times 10\,000} \text{H} \\ \approx 0.272 \times 10^{-3} \text{H} = 0.272\text{mH} \quad (14.3)$$

式中， D 为 Buck 变换器连续模式工作时的占空比

$$D = \frac{V_a}{V_s} = \frac{5\text{V}}{19\text{V}} \approx 26.3\% \quad (14.4)$$

我们选择一个小的电感值为 0.2mH。电感纹波电流的理想峰 - 峰值为

$$\Delta I = \frac{V_s D}{f_s L} = \frac{19 \times 0.263^\ominus}{10000 \times (0.2 \times 10^{-3})} \approx 2.5\text{A} \quad (14.5)$$

⊖ 原书误为 0.6。——译者注

输出电容的计算应该满足满载 ($I_a = 0.5\text{A}$) 时的输出电压纹波要求

$$\frac{\Delta v_a}{V_a} \leq 5\%$$

或

$$\frac{I_a D}{f_s C V_a} \leq 5\% \quad (14.6)$$

可得

$$C \geq \frac{I_a D}{f_s V_a \times 0.05} = 52.6 \mu\text{F} \quad (14.7)$$

在实验中, 我们选择 $C = 3 \times 470 \mu\text{F}$ 。考虑到电容的 ESR 很大, 所以实际输出电容取值比计算值要大很多。因此, 并联了 3 个电容, 即用增加电容值的方法来减小纹波。电容纹波电压的理想峰-峰值为

$$\Delta v_C = \frac{I_a D}{f_s C} = \frac{0.5 \times 0.263\text{V}}{10000 \times 1.41 \times 10^{-3}} = 0.0093\text{V} \quad (14.8)$$

对电压型断续模式工作的 Buck 变换器而言, 电压转换比 M 定义成

$$M = \frac{V_a}{V_s} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + (8L/RT_s D^2)}} = 0.263 \quad (14.9)$$

额定输入电压 19V、平均输出电压 5V、负载电阻 10Ω 情况下的额定占空比为

$$D = \frac{\sqrt{\frac{8L}{RT_s \left(\left(\frac{2V_s}{V_a} - 1 \right)^2 - 1 \right)}}}{1} = 0.194 \quad (14.10)$$

14.2.1 控制器设计

脉宽调制器 (PWM) 的开关频率取决于 C_l 和 R_l 。假设 C_l 等于 $0.01 \mu\text{F}$, 如果开关频率要达到 10kHz , 取 R_l 等于 $10\text{k}\Omega$ 。由于断续模式工作的 Buck 变换器是一阶系统, 转折频率为

$$f_p = \frac{2 - M}{2\pi(1 - M)RC} = \frac{2 - 0.263}{2\pi \times (1 - 0.263) \times 10 \times 3 \times 470 \times 10^{-6}} \text{Hz} \\ \approx 26.6^\circ \text{Hz} \quad (14.11)$$

⊖ 原书误为 15.3。——译者注

假设 R_{esr} 等于 $100\text{m}\Omega$ ，那么由输出电容引起的零点频率为

$$\begin{aligned} f_{\text{zesr}} &= \frac{1}{2\pi R_{\text{esr}} C} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^{-3} \times 3 \times 470 \times 10^{-6}} \text{Hz} \\ &= 1129 \text{Hz} \end{aligned} \quad (14.12)$$

对 TL594 芯片内部 5V 参考电压进行分压，得到参考电压 3V，并连接到误差放大器的同相端，Buck 变换器的输出采样电压则连接到误差放大器的反相端。由此，采样网络的幅值增益为 -4.43dB 。忽略比较器的开环增益，脉宽调制器的增益为 $20\log_{10}(V_{\text{S}}/V_{\text{p}})$ ，其中 V_{p} 是锯齿波电压的峰值振幅。锯齿波电压的峰值振幅为 10V，则脉宽调制器的增益为

$$20\log_{10}\left(\frac{19}{10}\right) = 5.57\text{dB} \quad (14.13)$$

因此，开环 Buck 变换器的低频增益为 1.14dB。对断续模式工作的电压控制型 Buck 变换器进行仿真来验证设计。图 14.1 所示为开环 Buck 变换器的电路图。除了 PWM 调制器用 ABM 模块外，其余的元件均采用供应商模型。

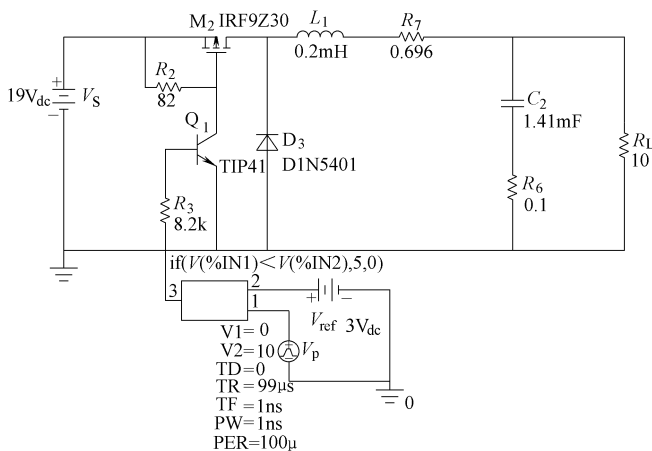


图 14.1 开环 Buck 变换器电路

电感的串联电阻 $R_{\text{S}} = 0.696\Omega$ ，电容的串联等效电阻 $R_{\text{esr}} = 0.1\Omega$ 。由 ABM2 模块模拟的理想 PWM 调制器，通过比较 10V 锯齿波信号（来自 V_{p} ）和参考电压 V_{ref} （ $V_{\text{ref}} = 3\text{V}$ ），可以得到 30% 的占空比。选用更大一点的占空比是为了补偿电路中的损耗。

图 14.2 和图 14.3 所示是输出电压和输出电压纹波的仿真波形。可以看出，输出电压非常接近给定值 5V，其纹波电压小于 0.25V（即 $5\text{V} \times 5\%$ ）。

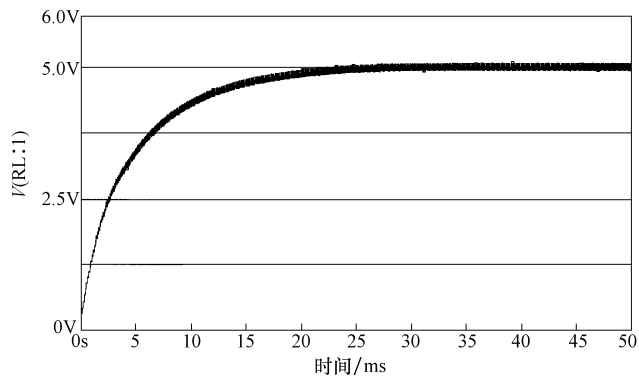


图 14.2 开环 Buck 变换器的输出电压

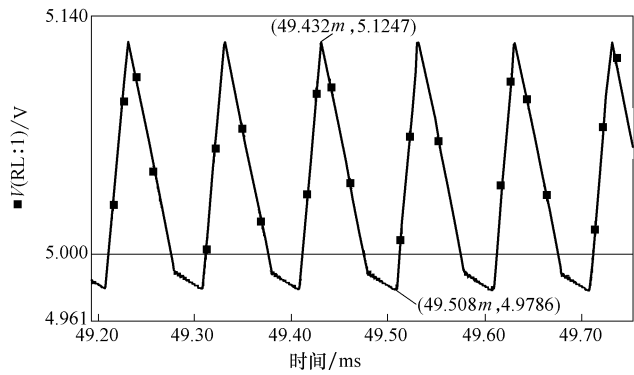


图 14.3 输出电压纹波

图 14.4 所示是电感电流的仿真波形。可以看到，电感电流在一个开关周期的其中一段时间里为 0，这验证了电路是断续模式工作的。

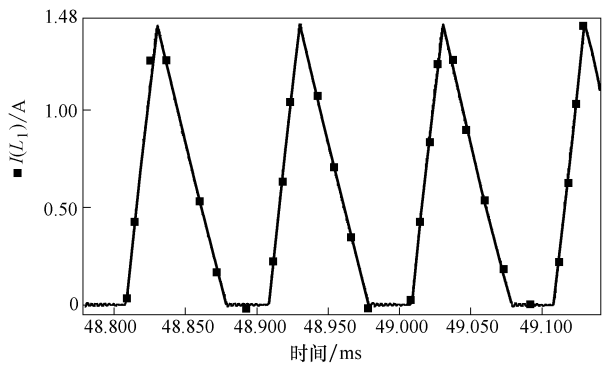


图 14.4 开环 Buck 变换器的电感电流

14.2.2 小信号模型

开关变换器的小信号模型如图 14.5 所示。误差放大器的参数可以从 TL594 控制器的数据表^[155]中获悉。开关变换器的环路增益如图 14.6 所示的波特图。

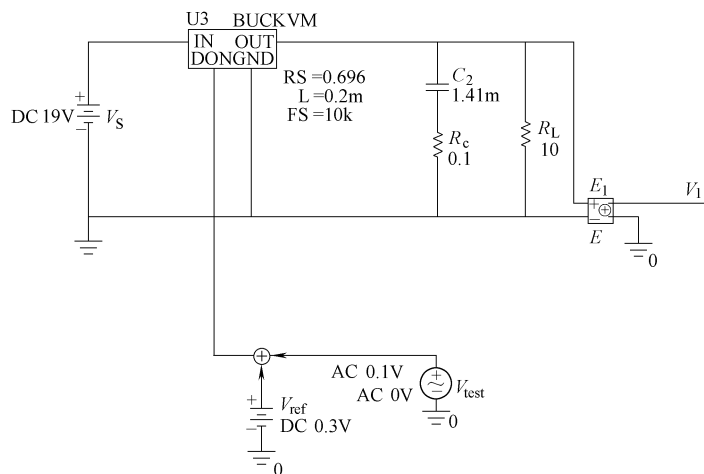


图 14.5 用来环路增益仿真的平均电感小信号模型

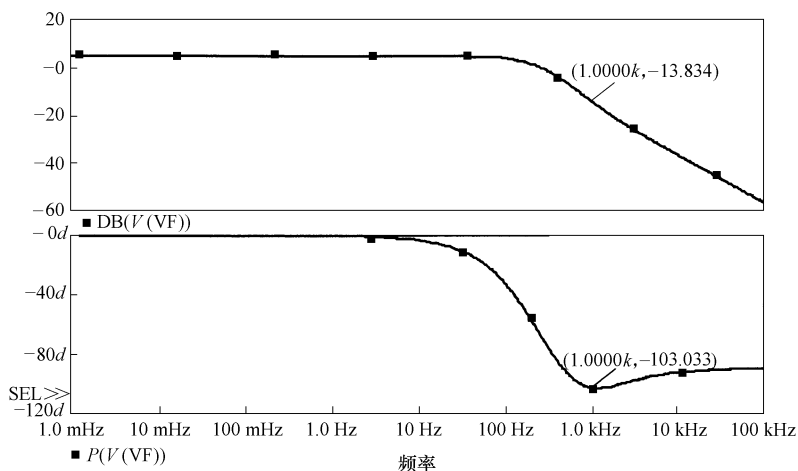


图 14.6 包含幅值和相位特性的环路增益波特图

14.2.3 设计补偿网络和误差放大器

选择单位增益时的穿越频率 f_1 为开关频率 f_s 的 $1/10$ ，即 1kHz 。从图 14.6 可知，频率等于 f_1 时，环路增益的幅值为 -13.8dB ，相位为 -103° 。为此，补偿网络需要提供 13.8dB 的增益和 -42° 相位，从而在 f_1 处获得 35° 的相位裕量。选择具有 2 个零点、3 个极点的 PID 补偿器作为补偿网络，如图 14.7 所示。

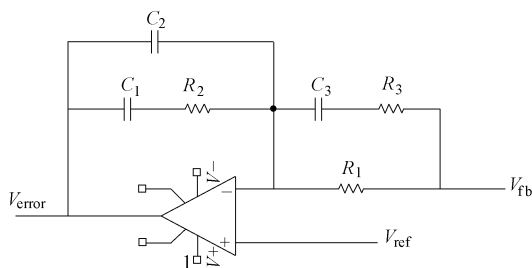


图 14.7 具有 2 个零点、3 个极点的补偿网络

补偿网络的幅值和相位分别如图 14.8 和图 14.9 所示。 k_1 是双零点频率 f_{zd} 对应的幅值, k_2 是双极点频率 f_{pd} 对应的幅值。

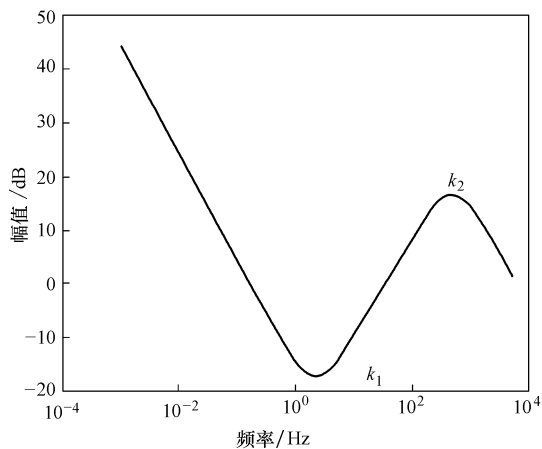


图 14.8 补偿网络的幅值

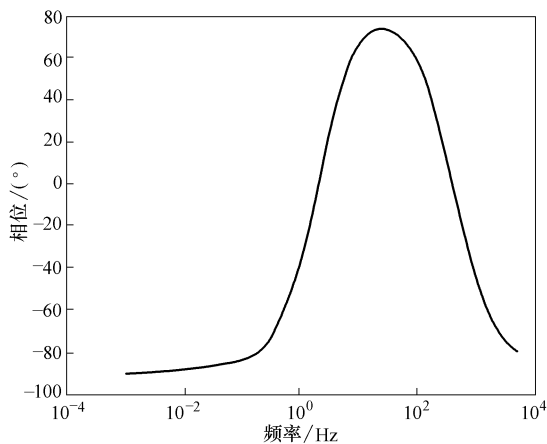


图 14.9 补偿网络的相位

穿越频率 f_1 所对应的补偿网络相位要求等于

$$-43^\circ = 2\arctan\left(\frac{f_1}{f_{zd}}\right) - 2\arctan\left(\frac{f_1}{f_{pd}}\right) \quad (14.14)$$

改写式 (14.14)，可以得到双极点频率的表达式为

$$f_{pd} = \tan\left(\frac{2\arctan(f_1/f_{zd}) + 43^\circ}{2}\right) \quad (14.15)$$

分析误差放大器之后，可以得到

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{R_2}{R_1} \\ k_2 &= \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3} \\ f_{pd} &= \frac{1}{2\pi R_3 C_3} = \frac{(C_1 + C_2)}{2\pi R_2 C_1 C_2} \\ f_{zd} &= \frac{1}{2\pi R_2 C_1} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \end{aligned}$$

下面所列的 MATLAB 程序是采用 brute-force 算法来计算极点和零点位置的，再根据式 (14.16) 返回补偿网络的元件值。其中， R_1 是最先选值的，可取为 $10\text{k}\Omega$ 。

$$\begin{aligned} R_2 &= k_1 R_1 \\ R_3 &= \frac{R_1}{(f_{pd}/f_{zd}) - 1} \\ C_1 &= \frac{1}{2\pi f_{zd} R_2} \\ C_2 &= \frac{C_1}{(f_{pd}/f_{zd}) - 1} \\ C_3 &= \frac{1}{2\pi f_{pd} R_3} \end{aligned} \quad (14.16)$$

用 MATLAB 程序计算补偿网络

```
% iteratively solve for pole location on a
% 3-pole 2-zeros(PID) compensation network
PhaseBoost = -42;% needed phase boost at f1(comp network phase at f1)
GainBoost = 13.8;% needed gain boost at f1 in dB
f1 = 1000;% defined by designer, has to be < (fs/2) in Hz

d2r = pi/180;% degree to radian conversion
fpd = 10 * f1;% initial guess
```

```

m = 1; % keeps the while going
while( m ) ,
    flz = tan( ( PhaseBoost * d2r + 90 * d2r + 2 * atan( fl/fpd ) )/2 ) ; fl/fz
    flz = abs( flz ) ;
    fzd = fl/abs( flz ) ;
    % Mag_comp_fl is the Magnitude of the comp. network at fl
    Mag_comp_fl = -20 * log10( 2 * pi * fl ) + 20 * log10( 1 + ( flz ) ^2 ) - 20 * log10
( 1 + ( fl/fpd ) ^2 )
    Ph_comp = -90 + 2 * atan( fl/fzd )/d2r - 2 * atan( fl/fpd )/d2r
    if( ( Mag_comp_fl-GainBoost) > 1 )
        df = 2; % frequency resolution
        fpd = fpd + df;
    elseif( ( Mag_comp_fl-GainBoost) > 0.1 )
        df = 0.01 ;
        fpd = fpd + df;
    elseif( ( Mag_comp_fl-GainBoost) < -1 )
        df = 2;
        fpd = fpd - df;
    elseif( ( Mag_comp_fl-GainBoost) < -0.1 )
        df = 0.01 ;
        fpd = fpd - df;
    else
        m = 0; % stop the while
    end
end
% check phase
Ph_comp = -90 + 2 * atan( fl/fzd )/d2r - 2 * atan( fl/fpd )/d2r;
% calculate k1 and k2
% k1 is the gain of the comp net at fzd
k1_db = -20 * log10( 2 * pi * fzd ) + 20 * log10( 1 + ( fzd/fzd ) ^2 ) - 20 * log10( 1 +
( fzd/fpd ) ^2 )
k1 = power( 10 , k1_db/20 )
% k2 is the gain of the comp net at fpd
k2_db = -20 * log10( 2 * pi * fpd ) + 20 * log10( 1 + ( fpd/fzd ) ^2 ) - 20 * log10( 1 +
( fpd/fpd ) ^2 )

```

```

k2 = power(10,k2_db/20)
% calculate components
R1 = 10e3;% selected by designer
R2 = k1 * R1
R3 = R1/((fpd/fzd) - 1)
C1 = 1/(2 * pi * R2 * fzd)
C2 = C1/((fpd/fzd) - 1)
C3 = 1/(2 * pi * R3 * fpd)

```

通过 MATLAB 计算得知，双零点频率等于 2.31Hz，增益 $k_1 = -17.24\text{dB}$ ；双极点频率等于 448Hz，增益 $k_2 = 16.43\text{dB}$ 。得到的补偿网络元件值如下： $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ， $R_2 = 1.37\text{k}\Omega$ ， $R_3 = 52\Omega$ ， $C_1 = 50\mu\text{F}$ ， $C_2 = 0.26\mu\text{F}$ ， $C_3 = 6.8\mu\text{F}$ 。

补偿以后环路增益的幅值和相位特性如图 14.10 所示。仿真的结果与设计的要求稍微有些出入。例如，1kHz 时幅值和相位分别是 4.3dB 和 -139° 。穿越频率 $f_1 = 1.25\text{kHz}$ ，对应的相位等于 -147° ，相位裕量为 33° 。这与设计的要求相当吻合。图 14.11 所示为频率补偿以后 Buck 变换器的小信号模型。

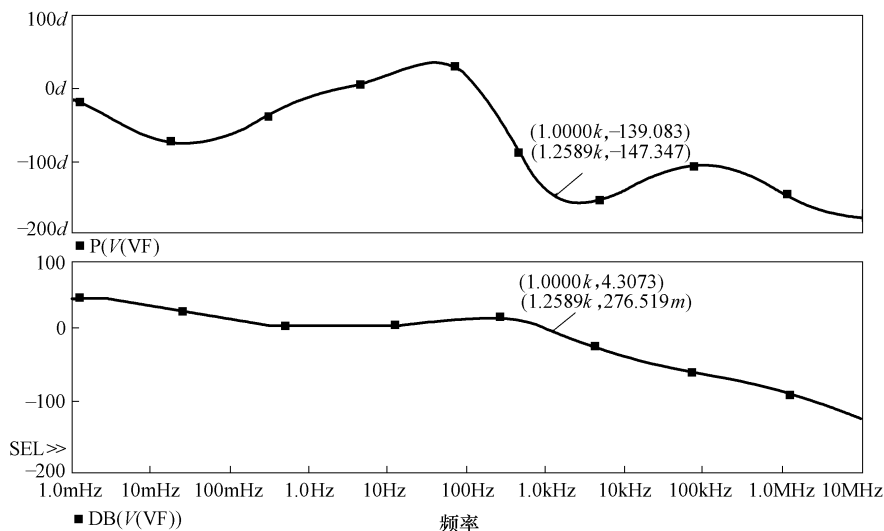


图 14.10 补偿以后电路环路增益的幅值和相位

14.2.4 闭环 Buck 变换器

图 14.12 所示为闭环 Buck 变换器的电路图。元器件值的选取尽量接近商业提供的标称值。下面章节涉及的内容是这个电路的仿真和实验结果，包括电压调整率、负载调整率、输出电压 - 占空比、输出电流 - 占空比特性。

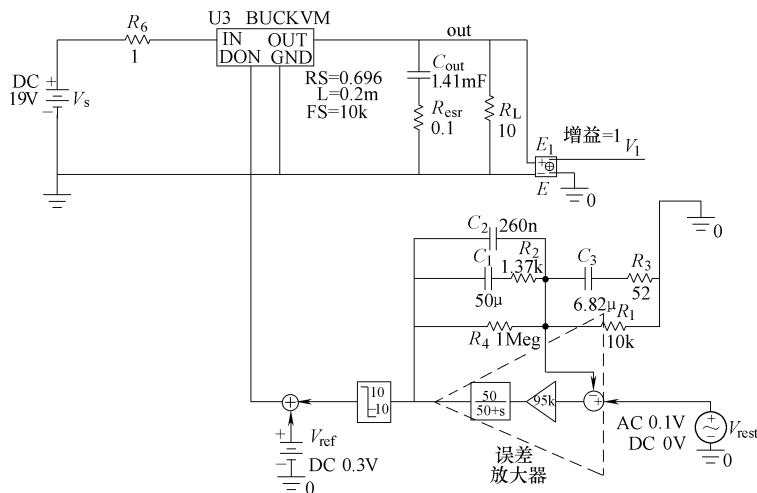


图 14.11 频率补偿以后 Buck 变换器的小信号模型

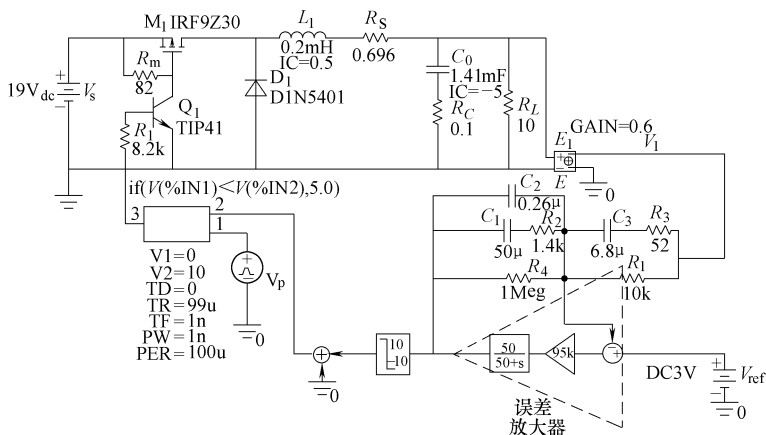


图 14.12 闭环 Buck 变换器

14.2.5 仿真结果

采用供应商模型对闭环 Buck 变换器进行仿真来验证设计。图 14.13 所示是电感电流和输出电压的波形。电感电流是断续的，平均输出电流为 0.5A，平均输出电压为 5.05V，与设计要求相符。

闭环 Buck 变换器的电压调整率是很好的，如图 14.14 所示。输入电压从 12V 变化到 30V，输出电压仍然能满足 $5(1 \pm 5\%)$ V。

图 14.15 所示为闭环 Buck 变换器在输出小于 50mA 的轻载情况下，负载调整率会变差。

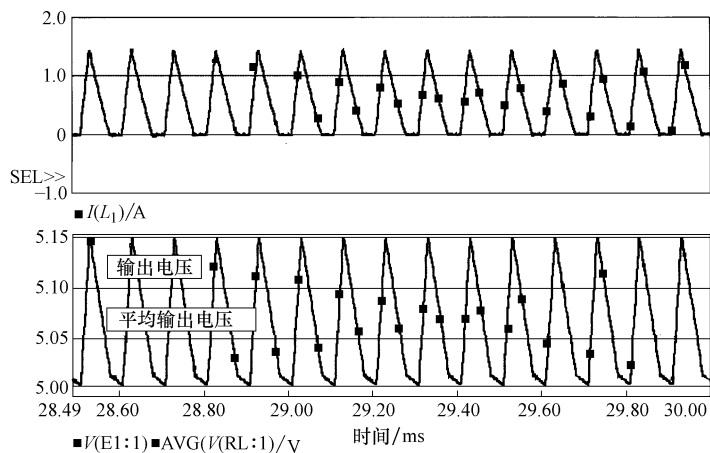


图 14.13 闭环 Buck 变换器的电感电流和输出电压波形

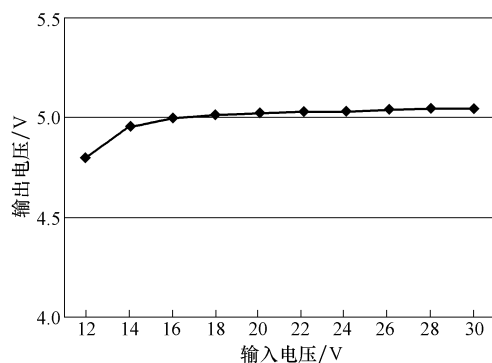


图 14.14 闭环 Buck 变换器的电压调整率

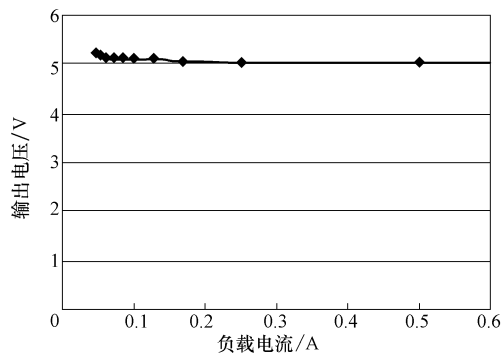


图 14.15 闭环 Buck 变换器的负载调整率

14.2.6 实验结果

本节中汇总了 Buck 变换器实验室样机的开环和闭环测量结果。开环测量结果, 诸如电压转换比-占空比、占空比-控制电压都是变换器性能的重要指标。通过和闭环电压、负载调整率进行比较, 开环电压和负载调整率可以用来确定变换器的性能。

开环实验数据 开关晶体管是由脉冲发生器产生的幅值为 5V 可变占空比的电压脉冲来控制导通和截止的。图 14.16 所示是测量得到的电压转换比-占空比关系图。电压转换比几乎是随着占空比呈线性增长的, 直至占空比达到 31%。由于电路损耗的缘故, 当占空比处于 31% ~ 37% 的范围内时, 电压转换比变得平坦; 当占空比超过 37% 以后, 随着占空比的增加电压转换比反而减小。由图 14.16 可知, 占空比可使用的范围是 10% ~ 31%。

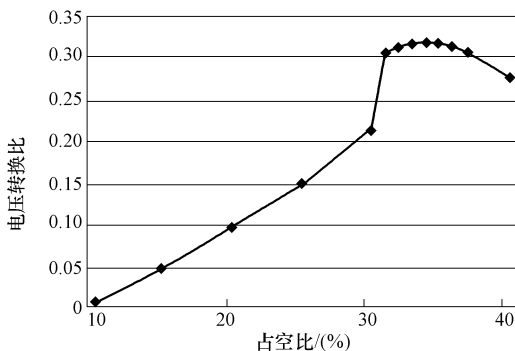


图 14.16 满载条件 ($V_S = 19V$, $I_a = 0.5A$) 下, 开环 Buck 变换器的电压转换比 - 占空比关系图

因此, 为了得到良好的调整率, 最大闭环占空比应该限制在 31% 以内。额定占空比 $D = 19.4\%$ 正好位于工作范围的中间段。

开环负载调整率 图 14.17 所示是开环 Buck 变换器在额定占空比和恒定平均输入电压条件下的负载调整率。输出电压几乎是随着所加的负载线性变化的, 负载从 10Ω 变化到 40Ω , 相应地输出电压从 5V 变化到 5.5V。

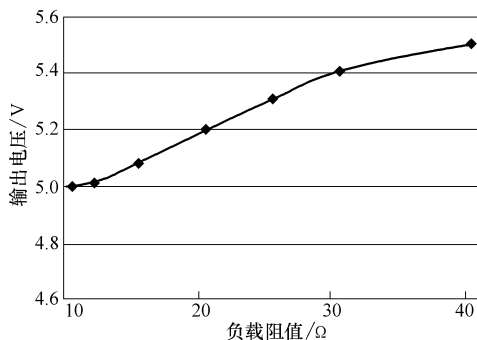


图 14.17 $D = 26\%$ 和 $V_S = 19V$ 条件下, 开环 Buck 变换器的负载调整率

图 14.18 所示是开环 Buck 变换器的电压调整率, 输出电压和

输入电压 V_s 呈线性变化关系。

采用由 TL594 数据表^[155]提供的参数测试电路，通过在反馈输入端注入一可变的直流电压对 TL594 脉宽调制器的线性度做测试。改变控制电压，并在控制器的输出端测量占空比，可得到 TL594 脉宽调制器的增益图，如图 14.19 所示。可以看出，占空比和输入参考电压几乎呈线性变化关系。

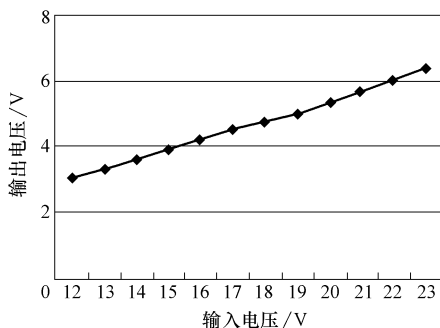


图 14.18 $D=26\%$ 条件下，
开环 Buck 变换器的电压调整率

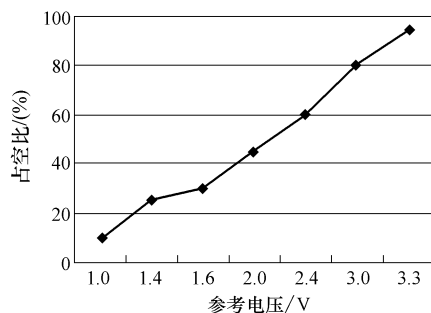


图 14.19 TL594 脉宽
调制器的增益

环路增益的博德图 完成环路增益的测量需要在 PWM 调制器中注入一正弦波，使之和一直流参考电压 V_{ref} 叠加。正弦波的振幅要维持足够小，满足占空比小信号变化的要求。在 Buck 变换器的输出端接一无源低通滤波器，滤除输出电压的高频纹波。图 14.20 所示是采用无源低通滤波器以后所测得的环路增益实验数据。要得到变换器的环路增益，就需要从总响应中减去低通滤波器的传递函数（见图 14.21）。由此得到的 Buck 变换器环路增益如图 14.22 所示，这些和仿真数据很相似。

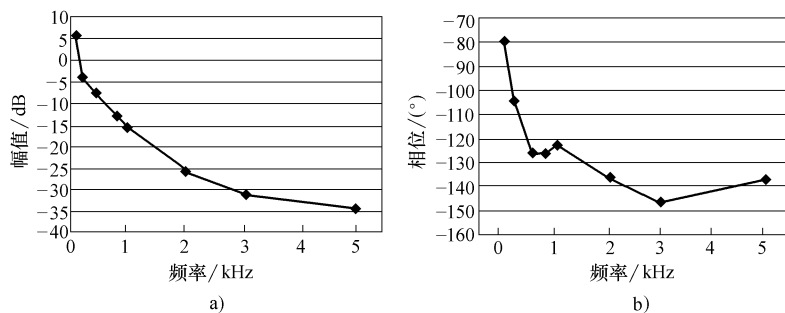


图 14.20 包括低通滤波器的环路增益博德图

a) 幅值 b) 相位

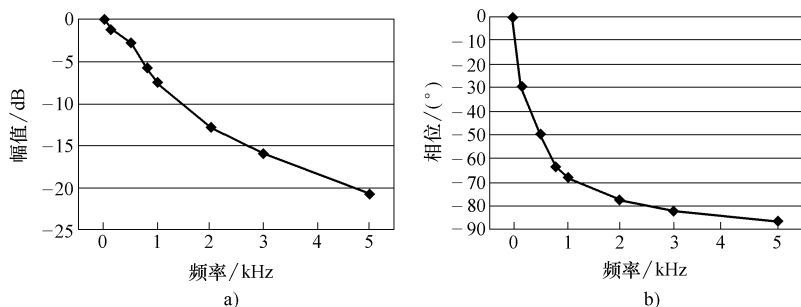


图 14.21 低通滤波器的频率响应

a) 幅值 b) 相位

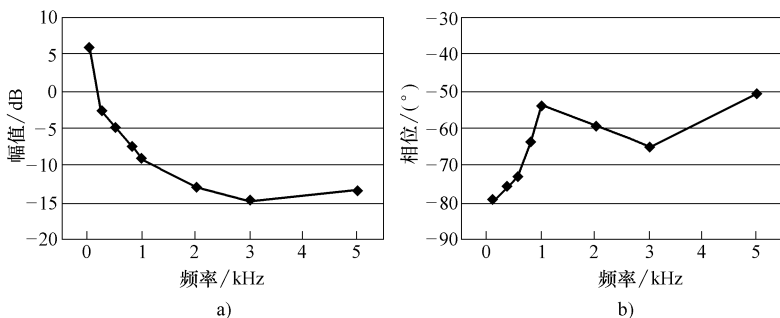


图 14.22 不含低通滤波器的 Buck 变换器环路增益博德图

a) 幅值 b) 相位

闭环实验结果 图 14.23 所示是基于 TL594 的 Buck 变换器在 19V 额定输入、0.5A 负载电流条件下用数字存储示波器记录得到的输出电压、电感电流和占空比的波形。通道 3 记录的是输出电压波形，平均输出电压为 5V，输出纹波电压为 0.5V，这主要是由输出电容的等效串联电阻引起的。通道 2 记录的是电感电流，很明显，Buck 变换器工作在断续状态。通道 1 记录的是 TL594 驱动 TIP41 开关晶体管基极的脉冲驱动波形，开关频率测得为 10kHz，占空比为 30%。

闭环电压和负载调整率 通过扫描输入电压和输出电流，分别测得电压和负载调整率。从图 14.24 可以清楚地知道，闭环变换器比开环变换器具有更好的电压调整率。对应于输入电压的范围是 13.5 ~ 30V，输出电压范围为 4.77 ~ 5.15V，电压调整率在 5% 以内。

测得的闭环变换器的负载调整率如图 14.25 所示。输出负载电流从 0.4A 变化到 3A，相应地输出电压从 5.2V 变化到 4.76V。

图 14.26 所示是基于 TL594 的 Buck 变换器电路图。内部 5V 参考电压经过电阻分压电路 $R_{a1} - R_{b1}$ 的处理，产生 3V 的参考电压 “+3V_{-V_{ref}}”。电路中只使用了

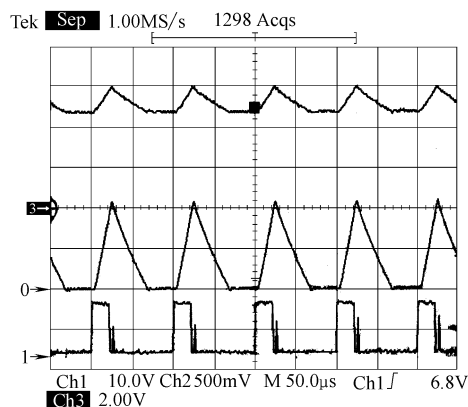


图 14.23 输出电压、电感电流和 TL594 的输出波形

误差放大器 1。TL594 的 12 脚接 V_S 、16 脚接地，使得误差放大器 2 输出饱和，为一低电压。与误差放大器 2 输出相串联的内部二极管则反偏，控制信号只依赖于误差放大器 1 的输出。如果两个误差放大器的输出都饱和且都为低电平，那么两个二极管都反偏，TL594 的 3 脚可被用来直接控制占空比。这种技术曾用来测量一些开环参数，比如 PWM 调制器的线性特性。

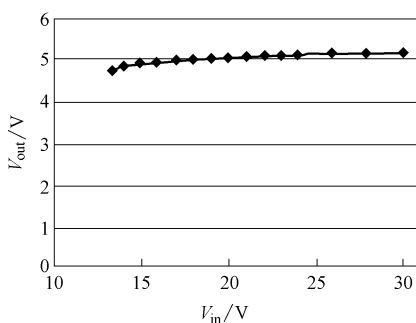


图 14.24 电压调整率的实验数据

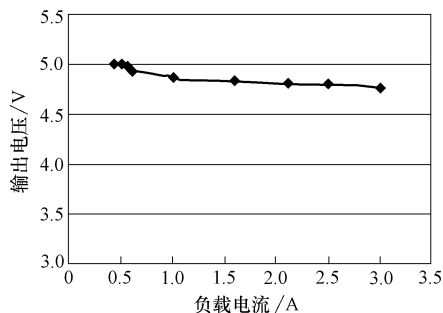


图 14.25 负载调整率的实验数据

图 14.27 所示是采用 TL594 的 Buck 变换器在负载切换时的输出电压和负载电流波形。Buck 变换器的输出电流和输出电压对负载变化作出了响应。当负载电阻从 20Ω 减小到 10Ω 的时候，变换器输出电流从 $0.5A$ 增加到了 $1A$ 。可以看到，变换器输出电压跌至一个较小的稳态值，这与图 14.25 所示的负载调整率一致。变换器输出纹波电压则没有太显著的变化。开关变换器用了 $4ms$ 的时间完成了整个瞬态过程。

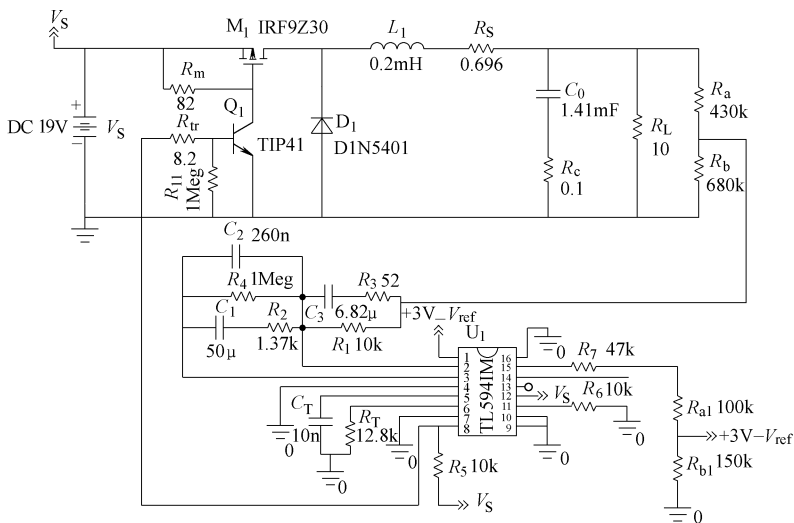


图 14.26 采用 TL594 的 Buck 变换器电路图

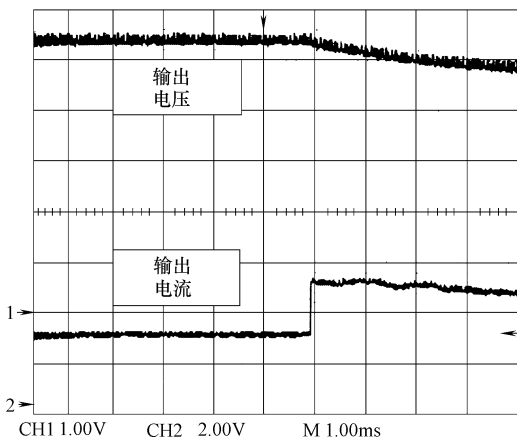


图 14.27 负载切换时的输出电压和负载电流波形

14.3 电压型同步 Buck 变换器的数字控制

本节讨论的是用于同步 Buck 变换器的电压模式数字控制器的设计、仿真和实验结果。首先，变换器的离散时间模型可以从它的连续时间模型推导得到，再附加动态扰动使得其稳态输出电压误差为零，用状态反馈技术选取合适的变换器闭环极点，得到理想的动态响应。搭建一台同步 Buck 变换器，用来测试控制算法。反馈增益矢量 $\mathbf{L}$ 可以由 MATLAB 求得，Spice 仿真则用来验证设计。最后，把控制算法编入德州仪器公司的 TI320F240 DSP，用此来驱动开关变换器。可以发现，仿真数

据与实验数据很吻合。

14.3.1 电路参数

同步 Buck 变换器由一个输出电感 $L = 1.33\text{mH}$ ，一个输出电容 $C = 94\mu\text{F}$ ，一个负载电阻 $R = 4\Omega$ 和两个导通电阻 R_{on} 为 0.8Ω 的 MOSFET（金属氧化物半导体场效应晶体管）组成。电感绕组和电流检测电阻总阻值 $R_L = 1.34\Omega$ ，未调整的输入直流电压 $V_d = 7\text{V}$ ，经调整的输出电压 $V_o = 3.3\text{V}$ 。选定开关周期 $T_s = 100\mu\text{s}$ ，即开关频率 $f_s = 10\text{kHz}$ 。设定锯齿波的振幅为 10V 。开环条件下测得：当稳态占空比 $D = 72\%$ 时，同步 Buck 变换器的输出电压可达到额定值 $V_o = 3.3\text{V}$ 。由于电路损耗的缘故，稳态占空比要比理想占空比 $D_i = (3.3\text{V}/7\text{V}) \times 100\% = 47\%$ 大得多。根据以上电路参数，可计算出连续时间模型如下：

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -(R_{\text{on}} + R_L)/L & -1/L \\ 1/C & -1/(R \times C) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1609 & -752 \\ 10638 & -2660 \end{bmatrix} \quad (14.17)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 752 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14.18)$$

14.3.2 闭环极点选择

选取闭环极点的一种方法是选择 n 阶低通 Bessel 滤波器的传递函数，其中 n 为所设计系统的阶数。在这个例子中， $n = 3$ ，因为采用的是附加了动态扰动的扩展模型，所以系统的阶数从 2 增加到 3。Bessel 滤波器的阶跃响应没有过冲，因此它对电压调整器是适合的，可根据阶跃响应是否满足稳定时间的要求，来确定需要的滤波器，对最小稳定时间的限制是控制变量不能发生饱和。闭环极点可用以下标准来选取： $n = 3$ ，稳定时间小于 0.5ms 。图 14.28 所示是低通 Bessel 滤波器的瞬态响应，稳定时间接近 0.4ms ，没有过冲。

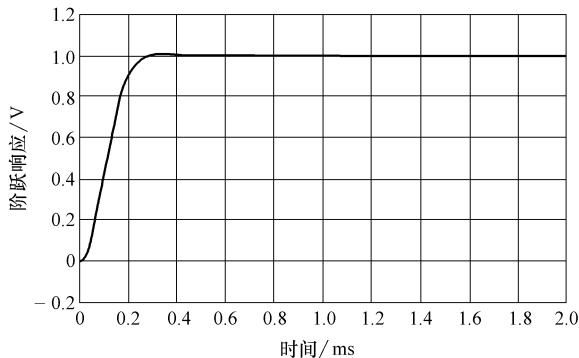


图 14.28 3 阶 Bessel 滤波器的瞬态响应

频率响应的幅值部分如图 14.29 所示。转折频率为 3kHz。

在 s 平面中, 所选 3 阶 Bessel 滤波器的极点位置是 $P_s = \{-2.449\text{E}3 \pm j2.337\text{E}3, -3.093\text{E}3\}$ 。利用 $P_z = e^{P_s T_s}$ 的关系式, 在 z 平面中得到闭环极点 $P_z = \{0.7615 \pm j0.1813, 0.7340\}$ 。

14.3.3 离散时间模型

电压模式控制的同步 Buck 变换器小信号离散模型已经在第 6 章介绍过了, 其离散模型表达式为

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \Phi_{\text{VM}} \hat{x}[nT_s] + \Gamma \frac{D}{V_{\text{ref}}} \hat{v}_{\text{ref}} \quad (14.19)$$

模型参数的数字表达式为

$$\Phi_{\text{VM}} = e^{AT_s} = \begin{bmatrix} 0.8187 & -0.0600 \\ 0.8484 & 0.7349 \end{bmatrix} \quad (14.20)$$

$$K = (B_1 - B_2)U = 5263.2 \quad (14.21)$$

$$\Gamma = e^{A(1-D)T_s} K T_s = \begin{bmatrix} 0.5016 \\ 0.1475 \end{bmatrix} \quad (14.22)$$

$$\frac{D}{V_{\text{ref}}} = \frac{0.72}{3.3V} = 0.1818 \frac{1}{V} \quad (14.23)$$

这样, 式 (14.19) 可以表示为

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \begin{bmatrix} 0.8187 & -0.0600 \\ 0.8484 & 0.7349 \end{bmatrix} \hat{x}[nT_s] + \begin{bmatrix} 0.1094 \\ 0.0322 \end{bmatrix} \hat{v}_{\text{ref}} \quad (14.24)$$

在全状态反馈、系统可控的情况下, 可以任意配置闭环极点实现预期的瞬态响应, 即使在负载变动的情况下电压调整器仍应该具备跟踪参考电压的能力。因此, 附加动态扰动用 Φ_a , Γ_a 和 L_2 表示, 可通过定义合成状态矢量 $\mathbf{x}_d[k]$ 得到。

$$\mathbf{x}_d[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_L[k] \\ \mathbf{v}_c[k] \\ \mathbf{x}_a[k] \end{bmatrix} \quad (14.25)$$

其中 $\mathbf{x}_a$ 是附加动态扰动的状态矢量。利用与两个状态空间矢量级联有关的公式, 得到设计的状态空间描述为

$$\Phi_d = \begin{bmatrix} \Phi_{\text{VM}} & 0 \\ \Gamma_a & \Phi_a \end{bmatrix}$$

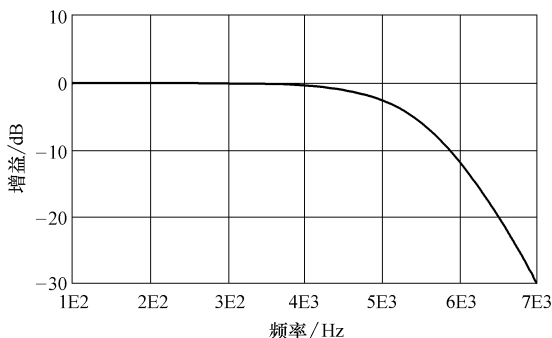


图 14.29 3 阶 Bessel 滤波器的频率响应

$$\boldsymbol{\Gamma}_d = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Gamma} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14.26)$$

式中, c 与输出和状态相关; $y = cx$ 。

设计 $(\boldsymbol{\Phi}_d, \boldsymbol{\Gamma}_d)$ 调整器, 反馈增益矢量可分割成

$$\boldsymbol{L} = [\boldsymbol{L}_1 \quad \boldsymbol{L}_2] \quad (14.27)$$

其中 $\boldsymbol{L}_1$ 由 $y = cx$ 的前 n 个元素组成。 n 等于被控系统的阶数 (同步 Buck 变换器的阶数 $n=2$)。 $\boldsymbol{L}_2$ 是 $\boldsymbol{L}$ 的剩余部分, 与输出和状态相关, $y_a = \boldsymbol{L}_2 \boldsymbol{x}_a$ 。通过调整器预期闭环极点的配置, 可找出 $\boldsymbol{L}$ 。这种配置的主要优点在于, 如果实际闭环系统是稳定的, 实际系统将无稳态误差地跟踪参考输入。对于这个例子

$$\boldsymbol{C} = [0 \quad 1] \quad (14.28)$$

$$\boldsymbol{\Phi}_a = 1$$

$$\boldsymbol{\Gamma}_a = 1 \quad (14.29)$$

关于怎样计算 $\boldsymbol{\Phi}_a$ 和 $\boldsymbol{\Gamma}_a$ 的具体解释可参考 Vaccaro^[62]。得到 $\boldsymbol{\Phi}_d$ 和 $\boldsymbol{\Gamma}_d$ 为

$$\boldsymbol{\Phi}_d = \begin{bmatrix} 0.8187 & -0.0600 & 0 \\ 0.8484 & 0.7349 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (14.30)$$

$$\boldsymbol{\Gamma}_d = \begin{bmatrix} 0.1094 \\ 0.0322 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14.31)$$

14.3.4 反馈增益

通过极点配置, 可得到满足预期瞬态响应的反馈矢量 $\boldsymbol{L}$ 为

$$\boldsymbol{L} = [2.5925 \quad 0.4027 \quad 0.2420] \quad (14.32)$$

下面的 MATLAB 程序可用于设计控制器。

```
% Continuous time model for the synchronous buck converter
clear all
R=4;
L=1.33e-3;
C=94e-6;
Ron=0.8;
RL=1.34;
Ts=1.e-4;
Vg=7;
Vref=3.3;
A=[-(Ron+RL)/L-1/L
    1/C-1/(R*C)]
```

```

B1 = [ 1/L
0 ] % during Ton
B2 = [ 0
0 ] % during Toff
% Discrete time model for the synchronous buck converter
fiVM = expm( A * Ts )
pol = eig( fiVM )
Un = Vg ;
K = ( B1 - B2 ) * Un
D = 0.72 ;
fiB = expm( A * ( 1 - D ) * Ts ) ; % transition matrix for GamaA
GamaA = fiB * K * Ts
GamaB = GamaA * D / Vref
% tracking regulator
%
fiComp = 1 ;
GamaComp = 1 ;
c = [ 0 1 ] ;
fiDesign = [ fiVM[ 0 0 ]'
GamaComp * c fiComp ]
GamaDesign = [ GamaB
0 ]
% continuous-time closed-loop poles
Ps = [ -2.449E3 + 2.337E3j -2.449E3 -2.337E3j -3.093E3 ]
% discrete-time closed-loop poles
Pz = ( exp( Ps * Ts ) )
% Calculate the Feedback gains
L = place( fiDesign, GamaDesign, Pz )

```

以上程序首先计算的是开关变换器的连续时间状态空间矩阵（即 A 、 B_1 和 B_2 ）。然后基于连续模型可以得到离散模型，如式（14.20）和式（14.22）表示。在注释“% tracking regulator”之后，计算由式（14.26）表示的扩展模型，得到式（14.30）和式（14.31）的数值结果。设置理想的连续时间极点 P_s ，再换算到 z 平面，得到 P_z 。最后，通过极点配置得到反馈增益矢量。

14.3.5 控制策略

控制变量 v_{ref} 由两部分组成，即稳态项和扰动项

$$v_{\text{ref}} = V_{\text{ref}} + \hat{v}_{\text{ref}} \quad (14.33)$$

在第 k 个开关周期一开始就计算 v_{ref} 。

$$v_{\text{ref}}(k) = V_{\text{ref}}(k) - L_1 \hat{x}(k) + y_a(k) \quad (14.34)$$

其中

$$y_a(k) = L_2 x_a(k) \quad (14.35)$$

$$x_a(k) = \Phi_a x_a(k-1) + \Gamma_a u_a(k) \quad (14.36)$$

$$u_a(k) = V_{\text{ref}} - x_2(k) \quad (14.37)$$

14.3.6 用于 PSpice 仿真的模拟模型

有意思的是，这种数字控制方法可以在 Spice 中用模拟方法实现，并进行算法测试。如图 14.30 所示的这个模拟版本可以植入集成电路中，得到非常精确的调整器。用模拟实现的缺点是需要采样保持电路。电感电流 I_L 用 $H_1^\ominus$ 模块（电流电压转换器）来检测，所产生的输出电压与电感电流 I_L 成比例。电流在 t_{on} 时刻被采样，由采样保持电路输出的采样值在整个开关周期里保持不变。采样电感电流与电感电流最小额定值相减，得到状态变量 x_1 ，即采样时刻电感电流的小信号扰动。接着， x_1 与相应的反馈增益 L_1 相乘。

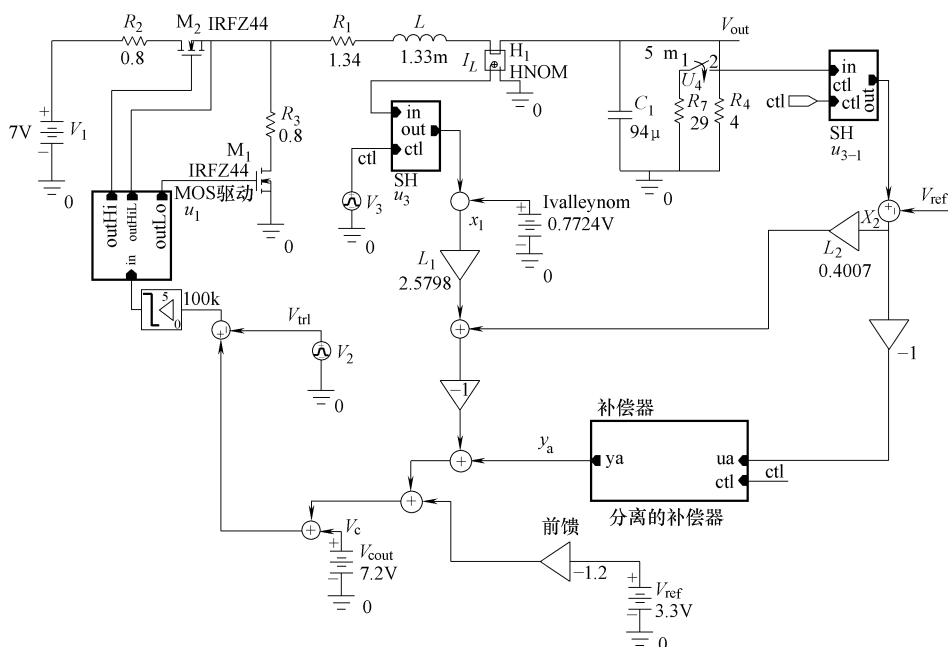


图 14.30 数字控制方案的模拟模型

变换器的输出电压也是在 t_{on} 时刻被采样, 采样电路输出在整个开关周期保持不变。采样电压与参考电压相减, 得到状态变量 x_2 即采样时刻电容电压的小信号扰动。接着, x_2 与相应的反馈增益 L_2 相乘。 x_2 还与分立补偿器相连, 产生变量 y_a 。把状态变量与 y_a 相加, 其结果再与控制电压的额定值相加, 就能用来确定占空比的变化。

采样保持电路的 PSpice 模型如图 14.31 所示。当开关闭合时, C_1 充电至输入电压。当开关打开时, 电容两端电压被保持, 直至下个采样时刻。这里的 E 模块相当于一电压跟随器, 提供阻抗转换。图 14.32 所示的分立补偿器是按照式 (14.29) ~ 式 (14.35) 来计算 y_a 的。

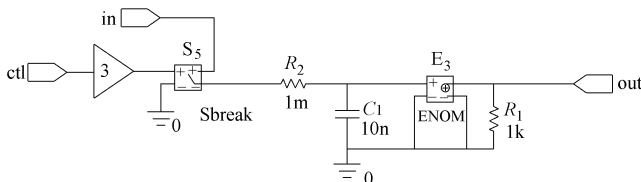


图 14.31 采样和保持

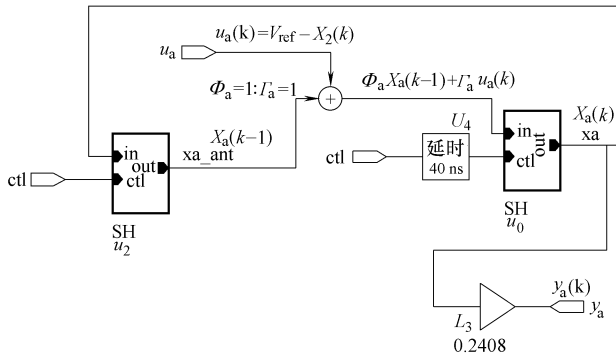


图 14.32 分立补偿器

MOSFET 驱动电路如图 14.33 所示。用延时模块和逻辑门电路来实现死区时间 100ns。由 E 模块提供必要的电压增益, 把逻辑电压从 5V 升高到 15V, 用来驱动 MOSFET。 E_1 模块是上管的驱动器, 提供输出电压。节点 “outHi” 与栅极相连, 节点 “outHiL” 与源极相连; 而节点 “outLo” 与下管的栅极相连。

14.3.7 仿真结果

采用 SPICE 和 MATLAB 仿真对设计进行验证。图 14.34 所示的是负载电阻分别为 4Ω 和 8Ω 时的仿真结果。由于附加动态特性中的跟踪效应, 输出电压收敛于额定电压 3.3V。注意 $R = 4\Omega$ 时电路启动过程中没有过冲。仿真中, 已添加了一前

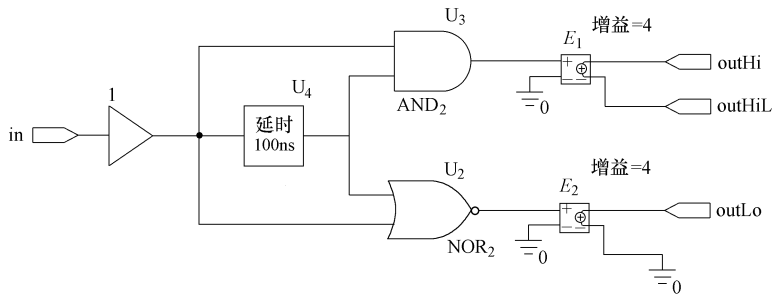


图 14.33 MOSFET 驱动器

馈增益（经验值 -1.2）用来改善启动瞬时特性。图 14.35 所示是两种负载条件下电感电流波形的局部放大部分，由于负载不同，电流达到不同的稳态值。

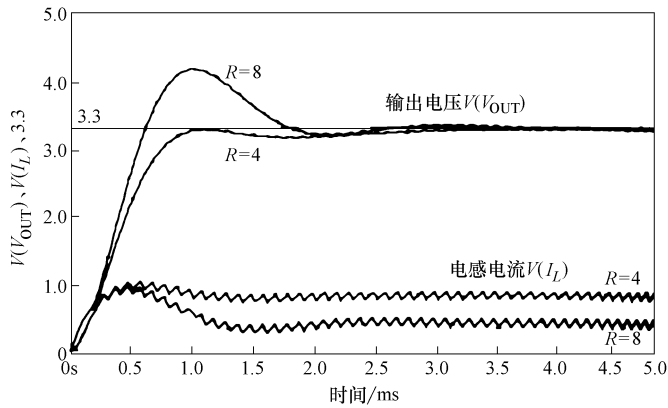


图 14.34 不同负载的参变量仿真

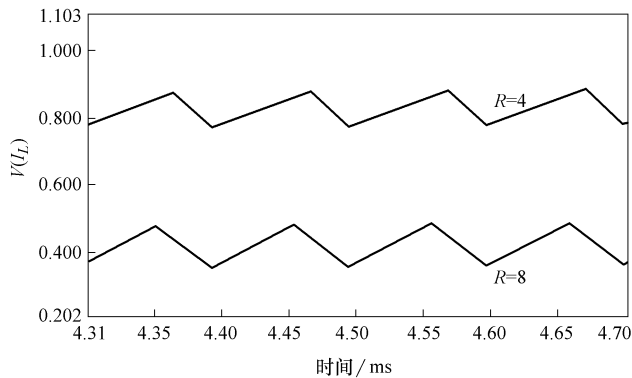


图 14.35 不同负载的电感电流

要注意的是：波形每 $100\mu\text{s}$ 重复一次且没有次谐波振荡，并且占空比变化以维持不同负载条件下输出电压的稳定。

图 14.36 所示是在 5ms 时刻处负载从 4Ω 变化到 3.48Ω 的瞬时响应。可以观察到在最初的瞬时变化后，输出电压又回到了额定值，稳态误差为零。以上的仿真结果表明电压型调整器可以零稳态误差地跟踪参考电压。

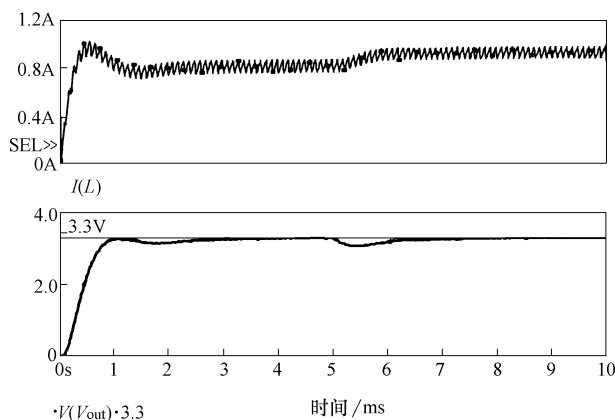


图 14.36 由时刻 5ms 处负载变化所引起的瞬时响应

14.3.8 与负载变化相关的闭环极点灵敏度

在 MATLAB 仿真中，通过改变负载电阻来测试与负载变化相关的离散时间模型闭环极点灵敏度。

针对额定负载电阻等于 4Ω 的情况，设置闭环极点 $poles = \{0.7615 \pm j0.1813, 0.7340\}$ ，并计算出反馈增益。不改变反馈增益，变化负载重新计算极点。图 14.37 所示为负载变化从 $0.1 \sim 20\Omega$ 所对应的极点位置。注意系统在 $0.7 \sim 20\Omega$ 的负载区间内保持稳定。当负载电阻小于 0.7Ω 时，有一个极点移到了单位圆的外面，对于这样的负载值，电压型同步 Buck 变换器已变得不稳定了。对额定电阻值 4Ω 而言，对应的极点位于 $\{0.7615 \pm j0.1813, 0.7340\}$ 。当负载电阻大于 4Ω 时，系统总是稳定的，极点位置并没有引起输出电压的变化。

14.3.9 实验结果

用德州仪器公司型号为 TMS320F240 DSP 来编写控制算法，用以驱动变换器电路。内部的 PWM 电路被用来模拟外部锯齿波信号，以及当 PWM 计数器达到 V_{ref} 设定值时关断开关管。内部计时器设定为 $100\mu\text{s}$ 。每个周期，模数转换器（ADC）都被激活，对电感电流和输出电压进行采样。转换一结束，就产生一个 ADC 中断，计算新的 V_{ref} 值。中断程序的框图如图 14.38 所示。

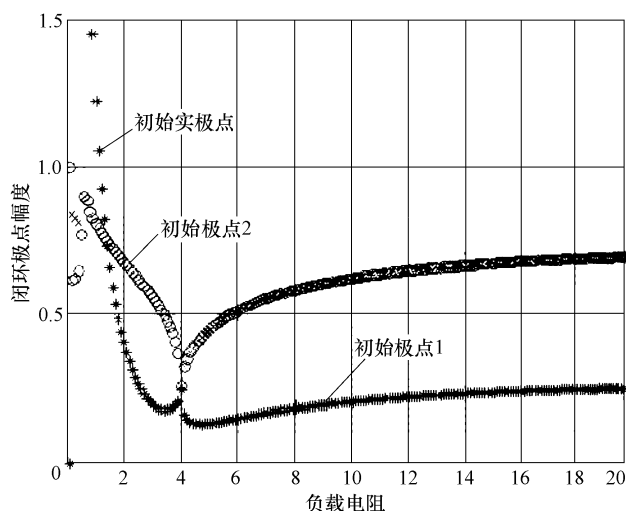


图 14.37 闭环极点对负载电阻的依存度

图 14.39 所示是在额定负载条件下得到的稳态波形。通道 2 显示的是控制变量 V_{ref} 的波形[⊖]，通道 1 显示的是电感电流，通道 3 显示的是输出电压。注意实际占空比为 72%，开关周期固定为 100 μ s。

由 DSP 控制的同步 Buck 变换器对负载小幅度变化的动态响应如图 14.40 所示。可以看到当负载变化到一个较小的阻值（即 3.75 Ω ）时，通过 V_{ref} 调节，新的稳态占空比接近 90%。

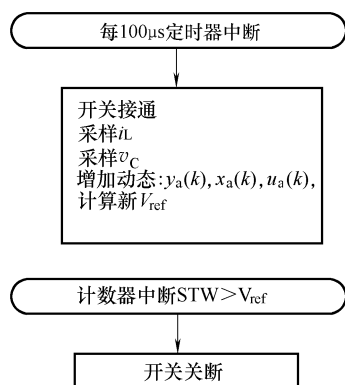


图 14.38 由 DSP 编写算法的框图

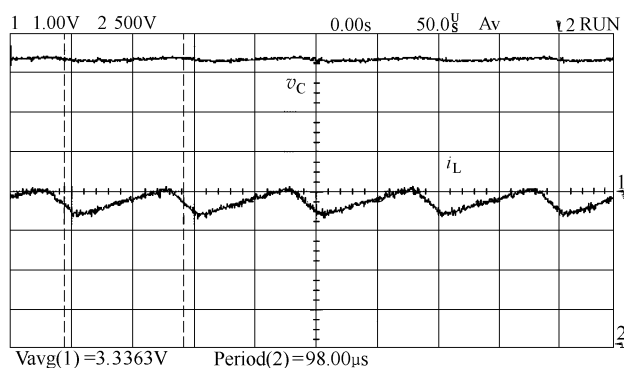


图 14.39 由 DSP 控制的电压型同步 Buck 变换器的稳态响应

⊖ 图 14.39 中，原书漏画 V_{ref} 。——译者注

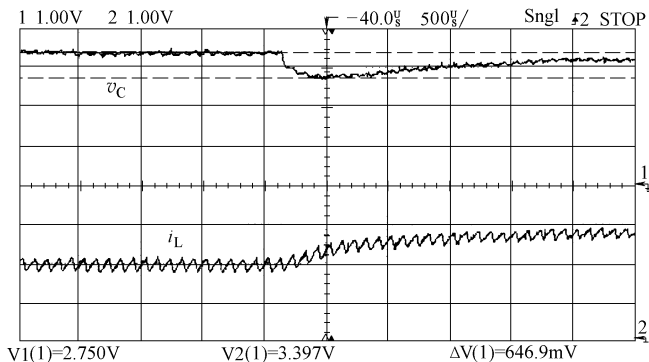


图 14.40 由 DSP 控制的同步 Buck 变换器的负载动态响应

14.4 电流型同步 Buck 变换器的数字控制

在 14.3 节中, 讨论了基于 DSP 电压型同步 Buck 变换器的设计。不做修改仍沿用相同的硬件装置, 仅改变 DSP 软件就可以实现电流型同步 Buck 变换器。本节讨论的是电流型同步 Buck 变换器的设计和实验结果。

14.4.1 连续时间状态模型

同步 Buck 变换器的连续时间模型如式 (14.17) 和式 (14.18) 所示。对一个开环变换器而言

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -(R_{on} + R_L)/L & -1/L \\ 1/C & -1/(R \times C) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1609 & -752 \\ 10638 & -2660 \end{bmatrix} \quad (14.38)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 752 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14.39)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

14.4.2 推导离散时间模型

根据第 9 章, 可求得电流型开关变换器的离散时间模型为

$$\hat{x}[(n+1)T_s] = \Phi_{CM} \hat{x}[nT_s] + \Gamma \omega_3 \hat{i}_p \quad (14.40)$$

式中各项的表达式及数值如下:

$$\Phi_{CM} = \Phi + \Gamma \Omega = \begin{bmatrix} -1.7525 & 0.0799 \\ 0.0921 & 0.7761 \end{bmatrix} \quad (14.41)$$

$$\Gamma_{CM} = \Gamma \omega_3 = \begin{bmatrix} 3.4507 \\ 1.0019 \end{bmatrix} \quad (14.42)$$

$$\Phi = \Phi_{VM} = e^{AT_s} = \begin{bmatrix} 0.8187 & -0.0600 \\ 0.8484 & 0.7349 \end{bmatrix} \quad (14.43)$$

$$K = (B_1 - B_2)U = 5263.2 \quad (14.44)$$

$$\Gamma = e^{A(1-D)T_s}KT_s = \begin{bmatrix} 0.5016 \\ 0.1475 \end{bmatrix} \quad (14.45)$$

$$\Omega = [\omega_1 \quad \omega_2] \quad (14.46)$$

$$\omega_1 = \frac{\partial d_n}{\partial x_1} = \frac{\hat{d}_n}{\hat{i}_L} = -\frac{L}{(V_d - V_C)T_s} = -6.3748 \quad (14.47)$$

$$\omega_2 = \frac{\partial d_n}{\partial x_2} = \frac{\hat{d}_n}{\hat{v}_C} = \left[\frac{D}{V_d - V_C} \right] = 0.3385 \quad (14.48)$$

$$\omega_3 = \frac{\partial \hat{d}_n}{\partial I_p} = \frac{\hat{d}_n}{\hat{I}_p} = \frac{1}{T_s} \frac{L}{(V_d - V_C)} = 6.3748 \quad (14.49)$$

14.4.3 电流型控制不稳定的问题

电流型转移矩阵 Φ_{CM} 的极点按式 (14.41) 计算为 $\{-2.3776, 0.7815\}$ 。很明显, 有一个极点位于单位圆之外, 这预示着 $D=0.72$ 时会出现不稳定。为解决这个问题, 这个例子所采用的设计技巧允许在任意位置放置闭环极点。在实际选择闭环极点时, 应考虑到控制变量不能饱和的限制。

14.4.4 跟踪调整器的扩展状态模型

附加动态扰动分别用 Φ_a 、 Γ_a 和 L_2 表示, 引入这些附加动态扰动可实现零稳态误差。采用全状态反馈数字跟踪系统来实现跟踪调整器, 其附加动态扰动的扩展状态模型如式 (14.50) 所示。

$$\Phi_d = \begin{bmatrix} \Phi_{CM} & 0 \\ \Gamma_a c & \Phi_a \end{bmatrix}, \Gamma_d = \begin{bmatrix} \Gamma \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14.50)$$

其中, c 关联着输出和状态变量, $y = cx$; L_2 关联着附加模块的输出和状态变量, $y_a = L_2 x_a$; x_a 是附加动态扰动的状态矢量。在这个例子里, 只添加了一个状态。设计与 (Φ_d, Γ_d) 相关的调整器, 反馈增益的矢量可拆分成

$$L = [L_1 \quad L_2] \quad (14.51)$$

其中, L_1 由 L 的前 n 个元素组成, n 为被控系统的阶数 (同步 Buck 变换器的 $n=2$)。 L_2 为 L 的余子式。

通过调整器理想闭环极点的配置, 可得到 L 。得到 (Φ_a, Γ_a) 的详细步骤请参考 Vaccaro 的书^[62]。在这个例子里, 取 $\Phi_a = \Gamma_a = 1$ 。

电流型同步 Buck 变换器的扩展状态模型为

$$\Phi_d = \begin{bmatrix} -2.3804 & 0.1099 & 0 \\ -0.0805 & 0.7843 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (14.52)$$

$$\mathbf{F}_d = \begin{bmatrix} 3.4507 \\ 1.0019 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14.53)$$

14.4.5 反馈增益

为实现任意理想的瞬时响应，通过极点配置可得到反馈矢量 $\mathbf{L}$ 。任意选择闭环极点在 z 平面的位置为 $\{-0.66, 0.66, 0.9\}$ 。

对应的增益矢量为

$$\mathbf{L} = [-0.4709 \quad 0.1340 \quad 0.0183] \quad (14.54)$$

MATLAB 的设计文件

用来设计电流型控制器的 MATLAB 命令文件如下：

```
clear all
Rs = 0.8; % Ron
RD = Rs;
RL = 1.34;
R = 4;
L = 1.3302e - 3;
cap = 94. e - 6;
Ts = 1. e - 4;
Vg = 7;
Vref = 3.3;
Vd = 0.0; % diode voltage drop
IM = Vref/R
D = (Vref + Vd + IM * (RL + RD))/(Vg + Vd) % duty cycle with losses
Vdrop = Vg - IM * (Rs + RL) - Vref
deltal = (Vdrop * D * Ts)/L
lvalle = IM - deltal/2
lpnom = IM + deltal/2;
A = [ -(Rs + RL)/L - 1/L
      1/cap - 1/(R * cap) ]
fiA = expm(A * Ts)
fiA;
pol = eig(fiA)
B1 = [ 1/L
      0 ] % during Ton
B2 = [ 0
```



```

0]; % during Toff
Un = Vg; % input vector
% discrete model
K = (B1 - B2) * Un
fiB = expm(A * (1 - D) * Ts) % transition matrix for GamaA
GamaA = fiB * K * Ts
% sensitivities
fiD = expm(A * D * Ts);
deltafiD = A * fiD;
deltaGamaD = fiD * B1;
x10 = IM - deltaI/2; % Ivalle nominal
x20 = Vref; % Vc nominal
w1 = -fiD(1,1)/( (deltafiD(1,1) * x10 + deltafiD(1,2) * x20 + deltaGamaD
    (1,:) * Un) * Ts);
w2 = -fiD(1,2)/( (deltafiD(1,1) * x10 + deltafiD(1,2) * x20 + deltaGamaD
    (1,:) * Un) * Ts);
Omega = [w1 w2] % vector sensitivities
% sensitivities alternative
Omegaalt = [ -L/(Vdrop * Ts) D/Vdrop 0 0]
% w1 = -L/(Vdrop * Ts);
% w2 = D/Vdrop;
GamaB = (L/(Vdrop * Ts)) * GamaA
% current mode
fiCM = fiA + GamaA * Omega
GamaCM = GamaB
cCM = eye(2);
dCM = zeros(2,1);
pcm = eig(fiCM)
% closed loop without compensator
% complete state feedback
% closed loop poles
P = [-0.6626 0.857]';
F = place(fiCM, GamaB, P)
fiCL = fiCM - GamaB * F;
pcl = eig(fiCL)

```

```

% closed loop with compensator
% compensator design
fiComp = 1;
GamaComp = 1;
c = [ 0 1 ];
fiDesign = [ fiCM [ 0 0 ]'
GamaComp * c fiComp ];
GamaDesign = [ GamaCM
0 ];
P = [ -0.6626 0.657 0.90 ]'% closed loop poles as tracking regulator
Ld = place( fiDesign, GamaDesign, P)
fiCL = fiDesign - GamaDesign * Ld;
pcl = eig( fiCL)

```

14.4.6 控制策略

除了控制变量是流过电感峰值电流 I_p ，采用与电压型同步 Buck 变换器相同的控制策略。控制变量 I_p 由稳态项和扰动项两部分组成，如式 (14.55) 所示。

$$I_p = \bar{I}_p + \hat{I}_p \quad (14.55)$$

在第 k 个开关周期开始，按式 (14.56) 计算 I_p 为

$$I_p(k) = \bar{I}_p(k) - L_1 \hat{x}(k) + y_a(k) \quad (14.56)$$

其中

$$y_a(k) = L_2 x_a(k) \quad (14.57)$$

$$x_a(k) = \Phi_a x_a(k-1) + \Gamma_a u_a(k) \quad (14.58)$$

$$u_a(k) = V_{ref} - x_2(k) \quad (14.59)$$

14.4.7 仿真结果

用 Spice 进行仿真来验证设计。测试电路的 PSpice 原理图如图 14.41 所示。图 14.42 所示是负载从 4Ω 变化到 3.75Ω ，又从 3.75Ω 变化到 4Ω 的瞬时仿真结果。选择 3.75Ω 是因为在该值附近闭环的一个极点移到单位圆之外，使得开关变换器发生不稳定。因为附加动态扰动的跟踪效应，输出电压收敛于额定值 $3.3V$ 。注意在启动过程中电压波形中没有过冲，通过加入前馈增益（经验值为 -0.1 ），启动瞬态性能得到改善。图 14.42 还给出了对应两种所选取的不同负载电阻值的电感电流波形。根据负载电阻值的不同，电流达到不同的稳态值。信号 I_hold 代表在主开关导通时电感电流的采样值，波形每 $100\mu s$ 重复一次，且没有任何次谐波振荡。同时要注意，对应于 $R=4\Omega$ 的情况，占空比为 72% 。总之，仿真结果表明当占空比大于 50% 电流型调整器仍可以稳定地跟踪参考电压。

14.4.8 闭环极点对负载变化的敏感度

通过改变负载电阻，来测试闭环极点对负载变化的敏感度。针对额定负载阻值

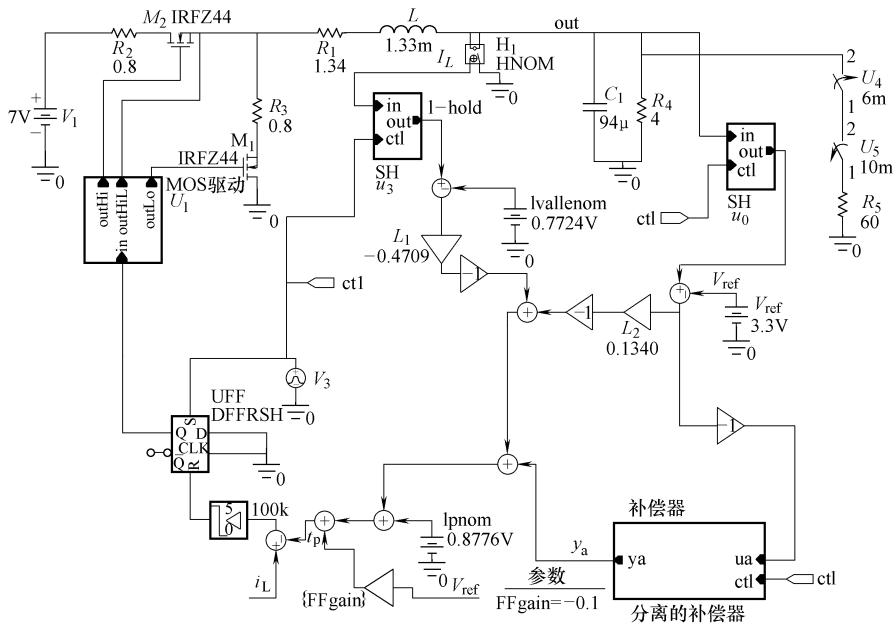


图 14.41 电流型同步 Buck 变换器的 PSpice 模型

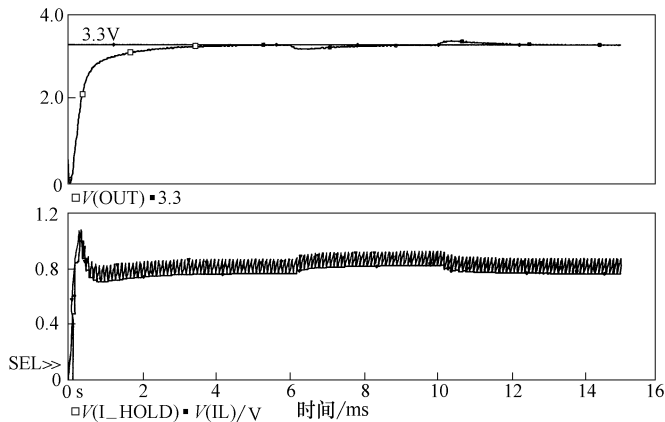


图 14.42 关于负载瞬时变化的 PSpice 仿真

4Ω ，设置闭环极点为 $\{0.66, -0.66, 0.9\}$ ，计算所得反馈增益为 $L = [-0.4709, 0.1340, 0.0183]$ 。改变负载值，重新计算极点。图 14.43 所示是负载阻值从 0.1Ω 变化到 20Ω 时的极点位置。注意到系统在负载阻值 $3.4 \sim 20\Omega$ 可维持稳定。当负载阻值小于 3.4Ω ，极点之一移出了单位圆，同步 Buck 变换器变得不稳定。对应于额定负载电阻值，极点位于 $\{0.66, -0.66, 0.9\}$ 。最后，当负载阻值大于 4Ω ，系统总是稳定的。

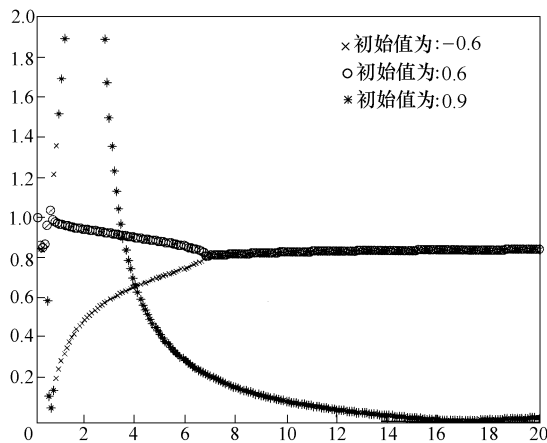


图 14.43 对应于不同负载阻值的闭环极点幅值

14.4.9 实验结果

采用德州仪器公司型号为 TMS320F240 DSP 编写控制算法，并驱动变换器。采用外部电压比较器，当电感电流达到设定值 i_p ，可触发一外部中断。设定内部计时器为 $100\mu\text{s}$ 。每个计数周期，ADC 被激活一次，采样电感电流和输出电压。转换结束，产生一个 ADC 中断，计算出新的 i_p 值。中断的流程图如图 14.44 所示。

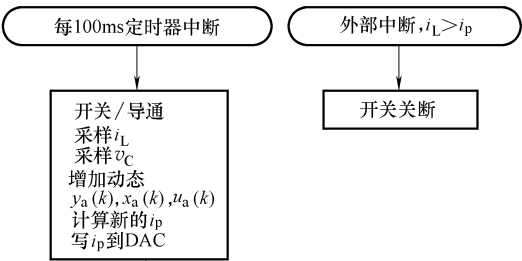


图 14.44 中断程序的流程图

图 14.45 所示是额定负载条件下的稳态波形。通道 2 显示的是作为控制变量的 i_p ，通道 1 显示的是电感电流，通道 3 显示的是输出电压。注意实际占空比为 72%，开关周期固定为 $100\mu\text{s}$ ，没有次谐波振荡。这证实了闭环系统如预期一样是稳定的。

用 DSP 控制的同步 Buck 变换器在负载微扰情况下的瞬态响应如图 14.46 所示。可以看到当负载阻值变化到一个较小值（即 3.75Ω ）时， i_p 调节占空比使其达到一个新的值，导致新的占空比接近 90%，即使在这种情况下，变换器仍然是稳定的。

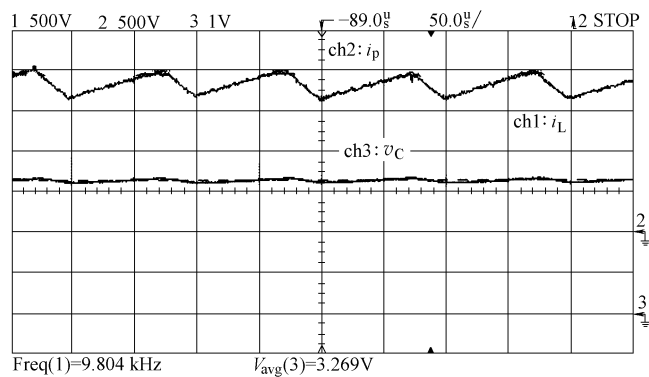


图 14.45 电流型同步 Buck 变换器的稳态波形图

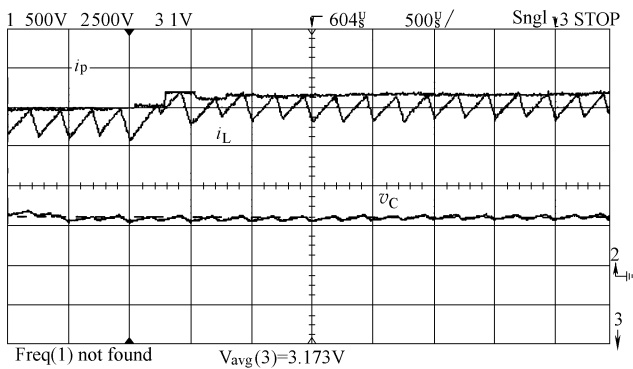


图 14.46 电流型同步 Buck 变换器的负载阶跃瞬态响应

14.4.10 DSP 编程

采用 TMS320C-240 型号编写的 DSP 完整主程序如下所示：

```
#include "Perip240. h"
#include "Inter240. h"
#include "Reg_C. h"
/* constants */
/*
* ADC gains:
* ch2 (pin 5) for IL and ch10 (pin 13) for Vc
*
* lanalog      ADC hexa      ADC dec      Amplifier output
* A            0 x 3FF       1023         5V
* 1A           412           2. 187V
*
*/
```

```

*                               lanalogMax = 620mA
*
*   Vanalog           ADC hexa      ADC dec      Amplifier output
*   5V                0 × 1FB       507
*
*
* /
#define ADCgain        (2.075/418) / * ADC gain ( DAC_input_volt
                               age/ADC_count) * /
#define Ki_F           (1.0/412)    / * 0.43/0 × 2B3 multiply DAC
                               reading by Ki to obtain the
                               current value * /
#define Kv_F           (5.0/0 × 1FB)/ * multiply DAC reading by Kv to
                               obtain the voltage value * /
#define DAC_1v25       0 × 03FF     / * DAC value for 1.25V output * /
#define DAC_2v5        0 × 07FF     / * DAC value for 2.5V output * /
#define DAC_3v75       0 × 0BFF     / * DAC value for 1.25V output * /
#define DAC_GAIN
_F
                               (1023/1.25) / * new dac value = DAC_GAIN *
                               volts * /
#define 12
    DAC_F              (2.187 *
                               1023/1.25) / * 1789.84 counts/Amp used to
                               generate lp on the DAC * /
                               / * floating-point parameters * /
#define Rs_F           1.34
#define L_F            1330.2e-6
#define CAP_F          94e-6
#define R_F            4.0
#define Ts_f           100e-6
#define Vg_F           7.0
#define VREF_F         3.3
/* feedback gains */
#define L1_F           -0.4709

```

```

#define L2_F          0.1340
#define L3_F          0.0183
#define GF_F          -0.01
/* global variable definition */
int leds;
int Isense_q12;
int Vsense_q12;
int VREF_q12;
unsigned int Ip_q12=0;
unsigned int Ipnom_q12;
unsigned int Imean_q12=0;
unsigned int Ivalle_q12=0;
unsigned int Vc_q12=0;
unsigned int Isense=0;
unsigned int Vsense=0;
int L1_q15,L2_q15,L3_q15,GF_q15;
int ua_q12=0;
int xa_q12=0;
int ya_q12=0;
int Ki_q15,Kv_q15;
int DAC_GAIN_q4;
ioport int port0C; /* leds */
unsigned int dac_value;
int I2DAC_q3;
/* function prototypes */
extern void meminit(void);
interrupt void INT1_isr(void);
interrupt void ADC_isr(void);
main( )
{
float Imean_F =          VREF_F/R_F;
float Vdrop_F =          ( Vg_F-Imean_
                          F * 1.94 ) -
                          VREF_F; /* inductor voltage drop */
float D_F =              ( VREF_F + Imean_F * 1.94 ) / ( Vg_F );

```

```

float deltal_F =      ( Vdrop_F * D_F * Ts_F ) / L_F ;
float Ipnom_F =      Imean_F + deltal_F / 2 ;
meminit() ;          /* initialize routine in ASM */
/* initialize variables */

/* Q-15 parameters range( -1,1 ) */
/* to convert to Q15: Z( Q15 ) = ( int ) ( 2^15 * Z( Q0 ) ) 2^15 = 0 × 8000 */
L1_q15 =      ( int ) ( 0 × 8000 * L1_F ) ;
L2_q15 =      ( int ) ( 0 × 8000 * L2_F ) ;
L3_q15 =      ( int ) ( 0 × 8000 * L3_F ) ;
GF_q15 =      ( int ) ( 0 × 8000 * GF_F ) ;
Ki_q15 =      ( int ) ( 0 × 8000 * Ki_F ) ;
Kv_q15 =      ( int ) ( 0 × 8000 * Kv_F ) ;

/* Q-14 parameters range( -2,2 ) */
/* to convert to Q14: Z( Q14 ) = ( int ) ( 2^14 * Z( Q0 ) ) 2^14 = 0 × 4000 */
/* Q-13 parameters range( -4,4 ) */
/* to convert to Q13: Z( Q13 ) = ( int ) ( ( 2^13 ) * Z( Q0 ) ) 2^13 = 0 × 2000 */
/* Q-12 parameters range( -8,8 ) */
/* to convert to Q12: Z( Q12 ) = ( int ) ( ( 2^12 ) * Z( Q0 ) ) 2^12 = 0 × 1000 */
VREF_q12 =      ( int ) ( 0 × 1000 * VREF_F ) ;    /* reference
                                                    voltage */
Ipnom_q12 =      ( int ) ( 0 × 1000 * Ipnom_F ) ;
Ivalle_q12 =      ( int ) ( 0 × 1000 * ( Imean_F - ( deltal_F / 2 ) ) ) ;
/* Q-6 parameters range( -512,512 ) */
/* to convert to Q6: Z( Q6 ) = ( int ) ( 2^6 * Z( Q0 ) ) 2^6 = 0 × 40 */
/* Q-4 parameters range( ) */
/* to convert to Q4: Z( Q4 ) = ( int ) ( ( 2^4 ) * Z( Q0 ) ) 2^4 = 0 × 10 */
DAC_GAIN_q4 = ( int ) ( 0 × 010 * DAC_GAIN_F ) ;
/* Q-3 parameters range( ) */
/* to convert to Q4: Z( Q3 ) = ( int ) ( ( 2^3 ) * Z( Q0 ) ) 2^3 = 0 × 08 */
I2DAC_q3 = ( int ) ( 0 × 08 * I2DAC_F ) ;
/* large numbers */
/* initialize clock and wait states */
* CKCR1 = 0x00BB ;    /* CLKIN( OSC ) = 10MHz, CPUCLK =
                        20MHz */
* CKCR0 = 0x00C3 ;    /* CLKMD = PLL Enable, SYSCLK =

```



```

        CPUCLK/2 */
* SYSCR = 0x40C0; /* CLKOUT = CPUCLK */
WSGR = 0x0004; /* set wait state generator for:
                Program space:0 wait states,
                Data space:0 wait states,
                I/O space: 1 wait state */
/* initialize interrupts */
* XINTA1CR = XINT1_value; /* set XINT1 */
* IFR = CLEAR_ALL_INT; /* clear flags */
* IMR = INT_6|INT_1; /* unmask ADC int and external
                    int */
asm("clrc INTM"); /* Enable unmasked interrupts. */
/* setup ADC for timer1 driven interrupt */
* ADCTRL1 = ADCTRL1_VALUE; /* ch2(pin 5) for IL and ch10(pin
                        13) for Vc */

* ADCTRL2 = ADCTRL2_VALUE;
/* empty ADC FIFO */
Isense = * ADCFIFO1;
Isense = * ADCFIFO1;
Isense = * ADCFIFO2;
Isense = * ADCFIFO2;
/* setup EV timer */
* T1CON = T1CON_VALUE;
* GPTCON = GPTCON_VALUE;
* T1PR = 0x07D0; /* timer 1 period register 100 us for 10 kHz */
* T1CNT = 0x0000; /* timer 1 counter register */
/* T1CMPR/ */ /* timer 1 compare register */
/* setup portB */
* OCRB = 0x000C; /* portB is I/O */
* PBDATDIR = 0xFF00; /* portB is output FF, all outputs low 00 */
/* main loop */
    lede = 32;
    port0C = leds;
    DAC0 = (int)(DAC_GAIN_F * 2.0); /* set dac out to 3V */
    DACupdate = UPDATE;

```

```

    * PBDATDIR = 0xFFFF; /* switch ON */
for(;;) /* infinite loop */
{
    /* wait until IL > Ip
        this is tested by an external comparator
        that sets the INT1 */
} /* end for */
} /* end main */
/*****

FUNCTIONS
*****/

interrupt void INT1_isr( void) /* external interrupt for IL > Ip */
{
    * PBDATDIR = 0xFF00; /* switch OFF */
}

interrupt void ADC_isr( void)
{
    /* switch on */
    * PBDATDIR = 0xFFFF;
    /* read ADC */
    lsense = * ADCFIF01;
    lsense = lsense >> 6; /* shift 10-bit ADC data to low byte */
    lsense_q12 = (int)(
        (
            (
                (long)(lsense) * (long)(Ki_q15)
            ) << (32 - 15 - 10 + 6) /* q12 */
        ) >> (16)
    ); /* scale input to represent Amps */
    Vsense = * ADCFIF02;
    Vsense = Vsense >> 6;
    Vsense_q12 = (int)(
        (
            (
                (long)(Vsense) * (long)(Kv_q15)

```

```

        ) << (32 - 15 - 10 + 6) / * q12 * /
    ) >> (16)
); /* scale input to represent Volts */
/* calculate additional dynamics */
xa_q12 = xa_q12 + ua_q12;
ua_q12 = VREF_q12 - Vsense_q12;
ya_q12 = (int) (((long) (L3_q15) * (long) (xa_q12)) << 1) >> 16);
/* calculate lp */
lp_q12 = lpnom_q12 + ya_q12
    - (int) (((long) (L1_q15) * (long) (lsense_q12 - lvalle_q12)) << 1)
    >> 16)
    - (int) (((long) (L2_q15) * (long) (Vsense_q12 - VREF_q12)) << 1)
    >> m16)
    + (int) (((long) (GF_q15) * (long) (VREF_q12)) << 1) >> 16);
/* ste DAC with new lp value */
dac_value = (int) (
    (
        (
            (long) (lp_q12) * (long) (l2DAC_q3)
        ) << (32 - 16 - 15)
    ) >> (16)
); /* scale input to represent Volts */
DAC0 = dac_value;
DACupdate = UPDATE;
}

```

在完成所有的初始化后，主程序进入一个死循环，等待中断的产生。一旦电感电流达到所编写的峰值，外部中断被触发，主开关管就会被关断，每个开关周期的第二个中断由内部计时器激活，采样电感电流和输出电压，开通主开关管。用控制算法计算出附加动态扰动和新的电感峰值电流值。

14.5 基于 UC3842 的反激变换器设计

基于 UC3842 的 PWM 控制器^[51]，设计一电流型断续导通模式的反激（Fly-back）变换器，实现全范围输入。控制器 UC3842 和 Flyback 拓扑分别在本书的第 5 章和第 4 章中介绍过。电流型控制的优点是，不用考虑误差放大器的动态范围，就

能实现卓越的电压调整率。因此,误差放大器可专门用来解决负载调整率的问题。选择电流型断续导通模式控制,是因为 Flyback 变换器具有含一个左半平面零点的一阶系统行为特征。存在于连续导通模式控制中,与非最小相位响应相关的右半平面零点,在电流型断续导通模式控制中移向了高频段。因此,电流型断续导通模式的 Flyback 变换器更容易被控制。该电路的主要缺点是其开关管所承受的电应力比对应的连续导通模式 Flyback 变换器要大(见图 14.47)。

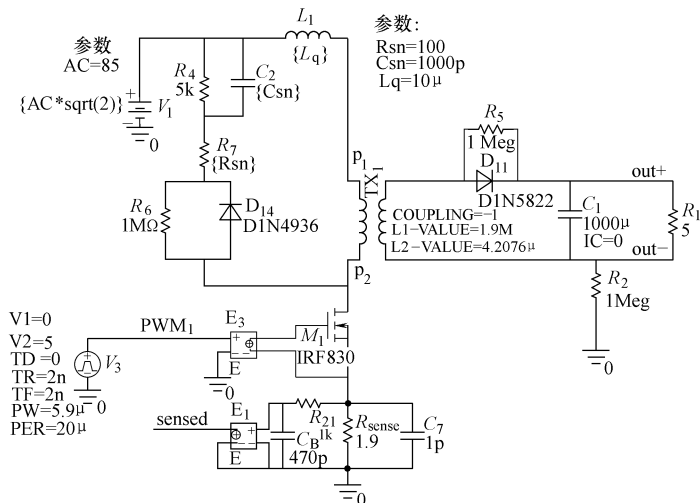


图 14.47 Flyback 变换器的开环电路图

14.5.1 设计规格

全范围输入的电源所允许的交流输入电压最小值为 $V_{ACmin} = 85V$, 最大值为 $V_{ACmax} = 265V$ 。输入频率可能是 50Hz 或 60Hz, 输出电压在 $5(1 \pm 5\%)V$ 范围之内。正常的负载电流是 750mA, 但是设计的最大电流为 1A, 开关频率选定为 50kHz。Flyback 变压器一次侧的匝数为 89, 电感 L_p 为 1.9mH; 二次绕组为 4 匝, 偏置绕组为 12 匝。输入 EMI 滤波器的设计必须满足变换器稳定的要求。

14.5.2 断续导通模式

通过计算变压器绕组的伏秒平衡可以得出电压转换比。在 $0 < t < t_{on}$ 的时间段里, 电流流过一次电感 L_p 。理想的 L_p 两端电压等于 V_d 。在 $t_{on} < t < t_2$ 的时间段里, 电流流过二次电感 L_s 。理想的 L_s 两端电压等于 V_o , 通过变压器匝数比可反射到一次侧, 所以

$$V_d t_{on} = V_o \frac{N_p}{N_s} (t_2 - t_{on}) \quad (14.60)$$

流过一次电感的电流在 t_{on} 时刻达到最大值 I_{1pk} 。

$$V_d = L_p \frac{I_{1pk}}{t_{on}} \quad (14.61)$$

平均一次电流 $I_{1\text{avg}}$ 等于

$$I_{1\text{avg}} = \frac{t_{\text{on}} I_{1\text{pk}}}{2T} \quad (14.62)$$

当一次侧的晶体管在 t_{on} 时刻关断时，流过一次电感的电流瞬间下降到零，能量转移到二次电感中。二次电感的电流始于峰值 $I_{2\text{pk}}$ ，幅度逐渐下降直至 $t = t_2$ 时刻磁场中存储的所有能量释放给负载。从该时刻起到开关周期结束，两边电感的电流都为零。二次电流的峰值为

$$I_{2\text{pk}} = I_{1\text{pk}} \frac{N_p}{N_s} \quad (14.63)$$

二次电流的平均值等于平均负载电流，则

$$I_o = \frac{(t_2 - t_{\text{on}})}{T} \frac{N_p}{N_s} \frac{I_{1\text{pk}}}{2} \quad (14.64)$$

理想的平均输出电压为

$$V_o = L_s \frac{N_p}{N_s} \frac{I_{1\text{pk}}}{(t_2 - t_{\text{on}})} \quad (14.65)$$

根据式 (14.61) 可以计算出导通时间为

$$t_{\text{on}} = L_p \frac{I_{1\text{pk}}}{V_d} \quad (14.66)$$

根据式 (14.64) 可以计算出关断时间为

$$(t_2 - t_{\text{on}}) = 2T \frac{I_o}{I_{1\text{pk}} (N_p/N_s)} \quad (14.67)$$

把式 (14.66) 和式 (14.67) 代入式 (14.60)，可得到一次电流峰值的表达式为

$$I_{1\text{pk}} = \sqrt{\frac{2V_o I_o T}{L_p}} \quad (14.68)$$

根据式 (14.68)，一次绕组中的峰值电流与一次电感量和开关频率呈反比。

把式 (14.68) 代入式 (14.61) 可以得到电压转换比的表达式为

$$\frac{V_o}{V_d} = D \sqrt{\frac{TR}{2L_p}} \quad (14.69)$$

因此，占空比的额定值为

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{2L_p}{TR}} \quad (14.70)$$

14.5.3 初步计算

通过初步计算，可以评估在无损情况下电路的峰值电流和占空比。根据式 (14.68)，流过一次电感的峰值电流为

$$I_{1\text{pk}} = \sqrt{\frac{2(V_o + V_f)I_o T}{L_p}} = \sqrt{\frac{2(5 + 0.7) \times 1 \times 20 \times 10^{-6}}{1.9 \times 10^{-3}}} \text{A} \approx 0.346 \text{A} \quad (14.71)$$

既然二极管压降对输出电压的影响是显著的,把输出二极管的压降加入式 (14.71) 中可以得到更精确的结果。用计算出的 I_{1pk} 数值,可得到

$$t_{on} = L_p \frac{I_{1pk}}{V_d} = 1.9 \times 10^{-3} \times \frac{0.346}{120} \mu s = 5.48 \mu s \quad (14.72)$$

占空比为

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{5.48}{20} = 0.274 \quad (14.73)$$

变压器二次绕组和偏置绕组的电感量可从设计参数指标出发计算得到,为

$$L_s = \frac{L_p}{(N_p/N_s)^2} = \frac{1.9mH}{(85/4)^2} = 4.2076 \mu H \quad (14.74)$$

$$L_b = \frac{L_p}{(N_p/N_b)^2} = \frac{1.9mH}{(85/12)^2} = 37.869 \mu H \quad (14.75)$$

14.5.4 开环仿真

通过开环的 PSpice 仿真,对元器件有损情况下要维持额定输出电压值 $V_o = 5V$ 所需要的占空比进行评估。如图 14.48 所示仿真波形图证实了开关管需要开通更长的时间来补偿电路模型中的损耗,即 $t_{on} = 5.9 \mu s$,对应地,在不考虑损耗的情况下, $t_{on} = 5.48 \mu s$ 。在占空比 $D = 29.5\%$ 时,平均输出电压接近 $5V$,电压纹波 ΔV_o 小于 $15mV$ 。

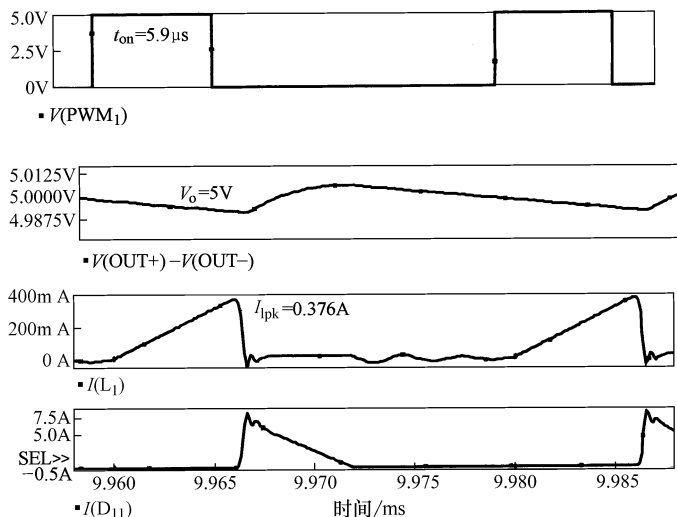


图 14.48 开环 Flyback 变换器的仿真波形

在仿真中,忽略了输出电容的 ESR。如果考虑输出电容的 ESR,输出电压的纹波将会更大。Flyback 变压器的一次电流在 t_{on} 时间段里线性增加直至达到峰值

$I_{1pk} = 0.376A$ 。当开关晶体管关断，电流开始在二次绕组中流动，一次绕组中的电流下降到零。随着二次电流的减小，磁场中存储的能量转移到负载。当二次电流下降到零，磁场中存储的所有能量全部释放，负载电流仅仅由输出电容提供。只有在二次电流大于负载电流的时候，输出电容被充电。这就解释了输出电压纹波产生的原因。

仿真还可以模拟出 Flyback 变换器在最坏条件下，即最小输入电压和最大输出电流时断续导通模式的工作状态。在开关周期结束之前，二次电流已减小到零。

14.5.5 电流环

由内部电流环产生电流型控制。在电流型控制中，占空比是由一次电感的峰值电流控制的。依据

$$D = I_{1pk} \frac{L_p}{V_d T} \quad (14.76)$$

因此，通过改变 I_{1pk} 就可以控制输出电压，如式 (14.77) 所示，即

$$V_o = I_{1pk} \sqrt{\frac{RL_p}{2T}} \quad (14.77)$$

14.5.6 电压环

由外部电压环把电流型控制器转变成一个电压调整器。由 UC3842 的误差放大器计算出所需要的一次峰值电流为

$$I_{cont} = \{ [V_{ref} + (V_{ref}A_1 - V_{rA_2})] - 1.4V \} \frac{R}{3R} \quad (14.78)$$

或

$$I_{cont} = \frac{V_{EAO} - 1.4V}{3} \quad (14.79)$$

由于在比较器的反相端接入了齐纳二极管，这个值的饱和值为 1V。

电流检测电阻和滤波 电流检测电阻 R_{sense} 是在最坏条件下计算出来的，对应的是最大占空比。最坏条件是指最小输入交流电压 $V_i = 85V$ ，同时最大输出电流 $I_o = 1A$ 。计算出电流检测电阻值以后，PWM 调制器的最大动态范围就确定了。在最坏条件下， R_{sense} 两端电压应为 1V。因此

$$R_{sense} = \frac{1V}{0.36A} = 2.7\Omega \quad (14.80)$$

这个数值是基于 100% 效率假设所得到的。要得到更为实际的数值，可采用 Flyback 变换器的典型效率 75%。因此，输入电流比理想值大 43%。因此

$$R_{sense} = \frac{1V}{1.43(0.36A)} = 1.9\Omega \quad (14.81)$$

最大平均输入电流 I_{dmax} 为

$$I_{\text{dmax}} = \frac{V_o I_{\text{omax}}}{0.7 V_{\text{imin}}} = \frac{5\text{V} \times 1\text{A}}{0.7 \times 120\text{V}} \approx 60\text{mA} \quad (14.82)$$

所以, 电流检测电阻所消耗的最大平均功率为

$$P_S = I_{\text{dmax}}^2 R_{\text{sense}} = 6.84\text{mW} \quad (14.83)$$

选定一个 1/4W 的无感金属膜电阻用做电流检测电阻。

由于整流管的反向恢复以及 Flyback 变压器的匝间电容, 在开关晶体管开通时刻有一个快速的瞬态过程。尖峰的幅值可能比 I_{lpk} 还要大, 需要加以滤除, 否则有可能提前关断开关晶体管。通常一个简单的 RC 滤波器就足以削弱这种尖峰。令滤波器的时间常数等于尖峰的持续时间, 选定 R 为 $1\text{k}\Omega$, C 为 470pF , 时间常数为 $RC = 470\text{ns}$ 。图 14.49 所示的波形是流过一次电感的电流、电流检测电阻两端的电压以及经过低通滤波器被削弱尖峰以后的电流检测电阻两端电压。起初, 尖峰比峰值电流大。经过 RC 滤波器以后, 尖峰被完全过滤掉了。

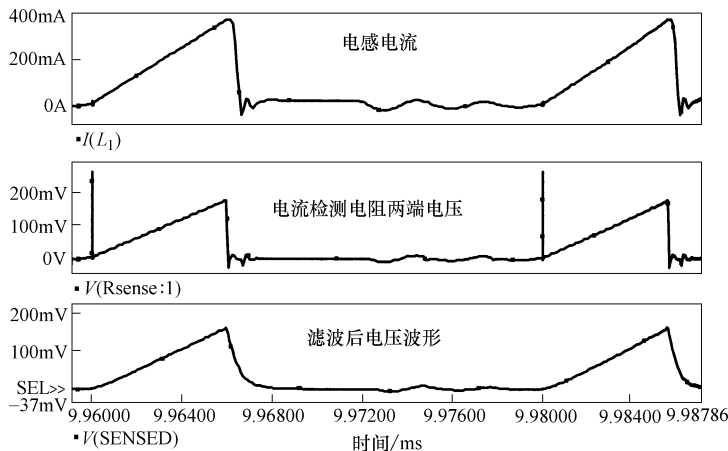


图 14.49 修正电流采样

有损缓冲器 如图 14.50 所示, 通常在一次绕组处连接一有损缓冲器来减轻开关晶体管的电压应力。当场效应晶体管关断时, 一次电感会产生一个感应冲击, 使得场效应晶体管漏极电压高于直流母线电压, 此时 D_{14} 会正向导通, 通过 R_7 对 C_2 进行充电, 把感应冲击中的能量转移到电容上。当与二次绕组相连的二极管正向导通以后, 感应效应就失效了。存储在 C_2 中的能量在 t_{off} 期间被 R_4 消耗掉。时间常数 $R_7 C_2$ 应该小于输出整流器的工作时间以实现全导通。时间常数 $R_4 C_2$ 应该小于 t_{off} 。 C_2 和 R_7 的值应该通过参数瞬时仿真来调整, 以便在场效应晶体管的漏极处得到一个可接受的瞬态过程。这些元件的最终数值为 $R_7 = 100\Omega$ 和 $C_2 = 1000\text{pF}$ 。

误差放大器 误差放大器的电路图如图 14.51 所示，电压转换比如图 14.52 所示。当反馈电压 $V_f = 12.8\text{V}$ ，误差放大器输出 EAO 达到 1V ；当 $V_f = 13.4\text{V}$ ，EAO 线性下降到 0 。因此，要实现全范围的调整必须限制 V_f 处于这两值之间。EAO 是决定一次电流峰值和占空比的控制电压。对于 $V_d = 120\text{V}$ 和 $I_o = 1\text{A}$ ，该电压必须等于 1V ，以便形成足够的占空比来调整输出电压为 5V 。

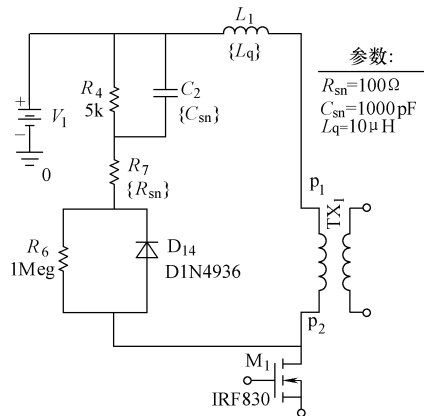


图 14.50 有损缓冲器

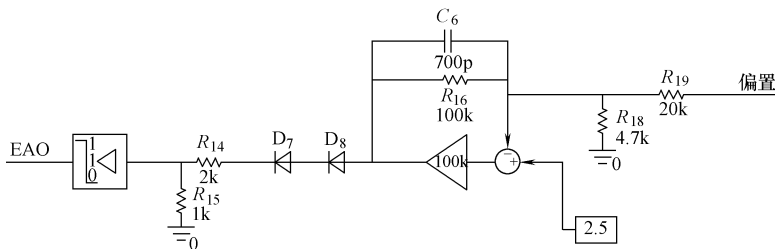


图 14.51 误差放大器的电路图

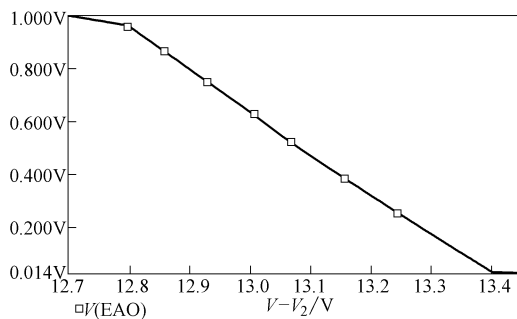


图 14.52 误差放大器的电压转换比

偏置电路 初始阶段 UC3842 通过电阻分压器从输出母线处得到能量。在几个开关周期以后，输出电压建立起来，并对偏置电容 C_4 充电， C_4 可持续地为控制器提供能量。偏置电路如图 14.53 所示，与二极管并联的电阻是为了改善仿真的收敛性，齐纳二极管用直流电压源来模拟，并与偏置绕组相串联，把电压减小到控制器的工作范围以内。这是非常必要的，因为现有变压器的偏置电压比所需要的工作电压要高。

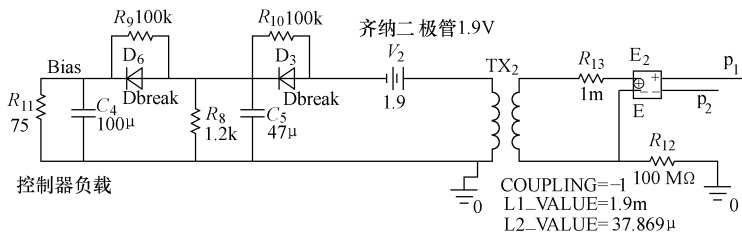


图 14.53 偏置电路

14.5.7 小信号模型

工作在断续导通模式下的电流型 Flyback 变换器是个一阶系统。一阶极点位于

$$f_p = \frac{1}{\pi R C_o} = \frac{1}{\pi \times 5 \times 1000 \times 10^{-6}} = 64 \text{ Hz} \quad (14.84)$$

左半平面零点位于

$$f_{\text{zesr}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{esr}} C_o} = \frac{1}{2\pi \times 0.1 \times 1000 \times 10^{-6}} = 1592 \text{ Hz} \quad (14.85)$$

由于存在的一个右半平面零点位于高频段，故可忽略。

元件 FLYBACK_CM^[73] (见图 14.54) 是基于平均电感模型^[71]，可用于 PSpice 仿真。控制电压包含直流和交流两部分。直流部分用来设置工作点，交流部分是小信号变量。

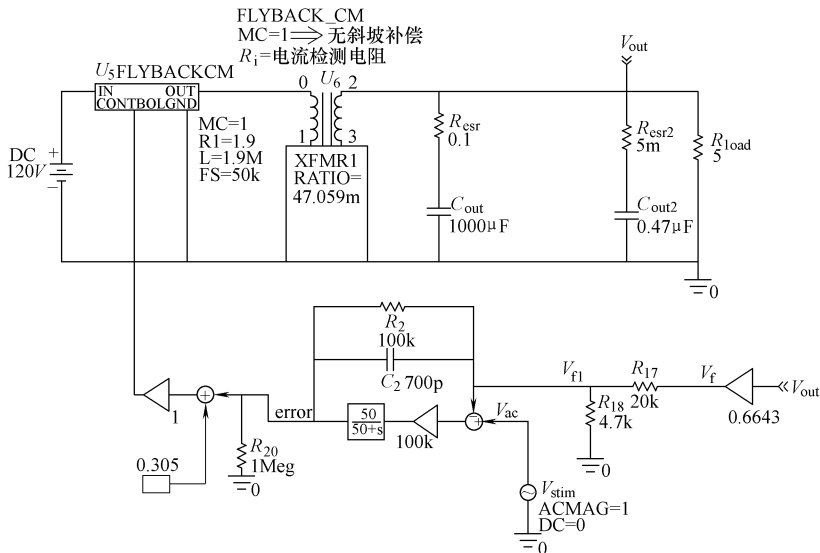


图 14.54 用于测量环路增益的小信号模型

14.5.8 频率补偿

基于小信号 PSpice 仿真可计算出频率补偿。参考文献 [73] 中的小信号模型可用于测量环路响应，如图 14.54 所示。变压器电压比等于 N_2/N_1 ，偏置电压对输出电压的小信号增益定义为两个不同电压的增量增益，即

$$\frac{\Delta V_{\text{BIAS}}}{\Delta V_o} = \frac{13.097\text{V} - 13.020\text{V}}{5.1253\text{V} - 5.0094\text{V}} = 0.6643 \quad (14.86)$$

比例补偿网络的传递函数为

$$\text{TF} = \frac{R_2}{R_{16} // R_{17}} \cdot \frac{1}{sC_2 R_2 + 1} \quad (14.87)$$

因此，补偿网络极点的频率为

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (14.88)$$

为消除 Flyback 变换器传递函数的零点，选择 f_p ，可得到 C_2 为

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_p} = \frac{1}{2\pi \times 150\text{k}\Omega \times 1.5\text{kHz}} \approx 707\text{pF}^\ominus \quad (14.89)$$

进行交流分析，可以得到环路增益的博德图，如图 14.55 所示。在极点频率以后环路增益的幅值以每十倍频程 20dB 的斜率下降。用补偿网络的极点来消除零点，可以达到的最好相位裕量为 90° （包含补偿网络）。0dB 穿越频率为 12.3kHz，大约为开关频率的 1/5。

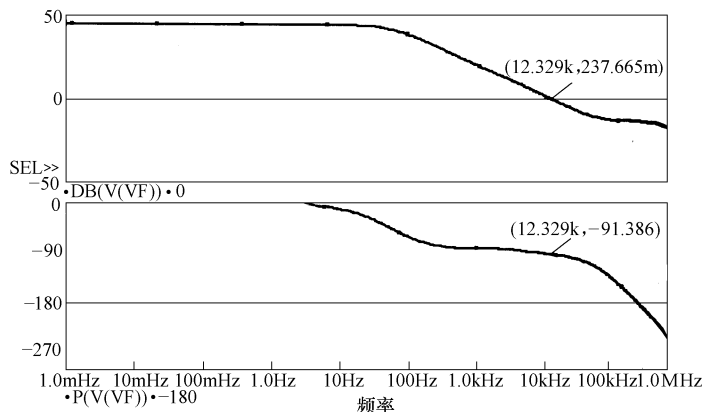


图 14.55 环路增益的博德图

闭环仿真 用如图 14.56 所示的电路进行瞬态分析仿真来验证设计。图 14.57 所示是包含频率补偿的 Flyback 变换器的启动瞬态过程。控制电压一开始就发生饱和，接着下降到计算所得的额定值；输出电压显示了一阶系统的响应特征，最后稳

⊖ 原书为 700pF。——译者注

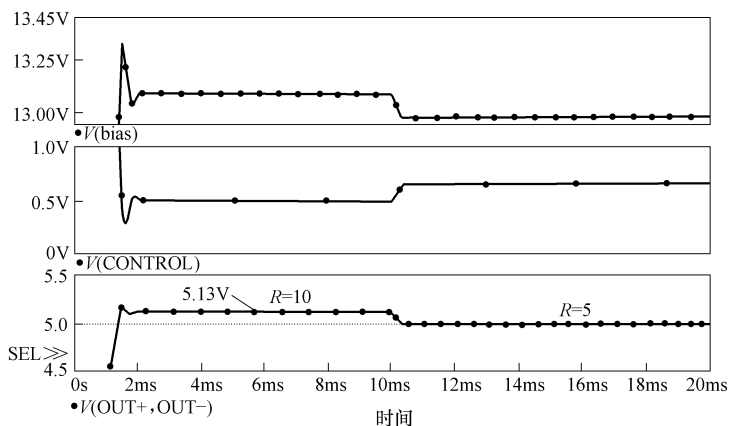


图 14.58 对 10ms 时刻负载阶跃变化的瞬态响应

14.5.9 电磁干扰 (EMI) 滤波器的设计

EMI 滤波器应该阻止源于开关变换器的传导性电磁干扰进入交流电力线 (图 14.59)。根据第 6 章的指导原则, 可以计算得到 EMI 滤波器。因此, 滤波器的截止频率是开关频率的 $1/10$ 以下, 滤波器的输出阻抗设计得要比闭环 Flyback 变换器的输入阻抗小很多。通过基于 Flyback 变换器小信号模型的 PSpice 仿真, 可改善设计并验证其性能。图 14.60 所示为在转折频率 $f_c = 2.5\text{kHz}$ 条件下计算得到的 EMI 滤波器输出阻抗。

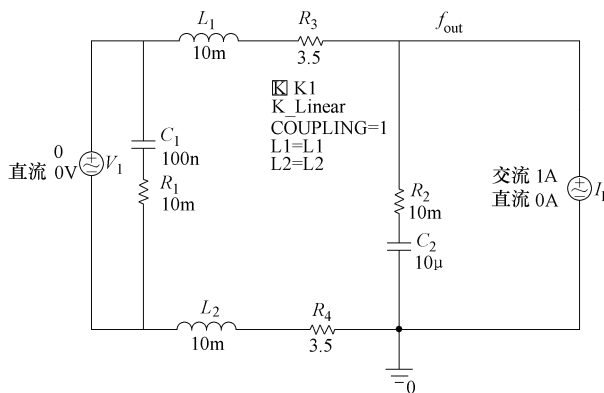


图 14.59 EMI 滤波器

包含 EMI 滤波器的 Flyback 变换器的 PSpice 小信号模型如图 14.61 所示。图 14.62 所示为交流分析的仿真结果。这些图说明滤波器的截止频率为 2.2kHz , EMI 滤波器的输出阻抗正如所需要的一样比 Flyback 变换器的输入阻抗小很多。因此, EMI 滤波器的存在不会损害 Flyback 变换器的稳定性。

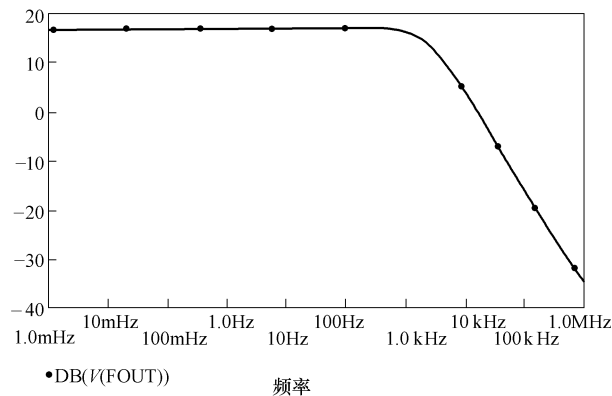


图 14.60 EMI 滤波器的输出阻抗

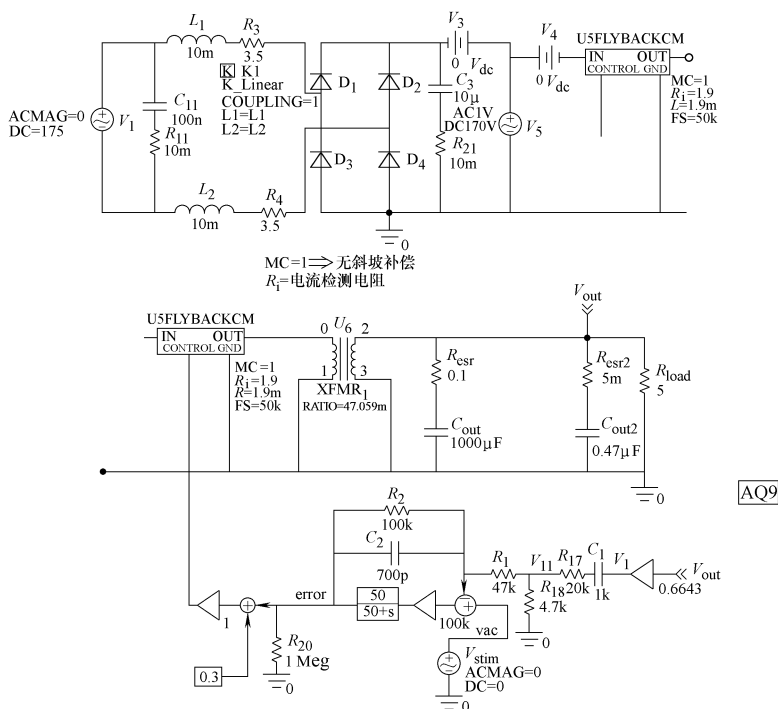


图 14.61 用来测量阻抗的小信号模型

14.5.10 印制电路板 (PCB) 设计

图 14.63 所示为全范围输入电源的 PCB 布局。左边显示的为底层，右边显示的为顶层。顶层仅为接地平面，它被分成两条电流支路。左边部分通过大的开关电流，而右边部分则通过小的控制信号电流。接地平面没有延伸到电路板的底部，这

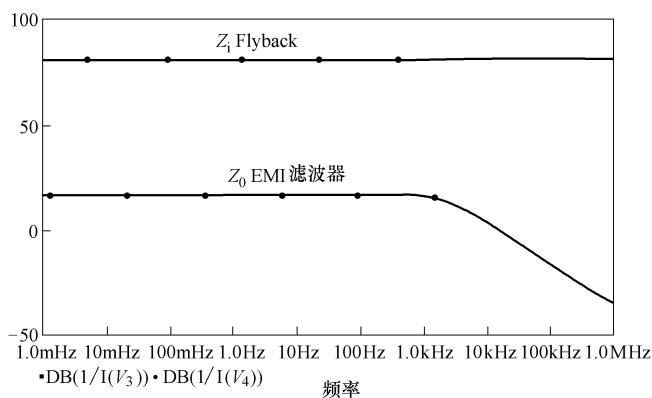


图 14.62 EMI 滤波器的输出阻抗和 Flyback 变换器的输入阻抗

是为了避免与输入交流电压相互影响。MOSFET 被相当于一个短路线圈的接地平面包围，可减弱对其他电路元器件的辐射干扰。位于底层的是不与地相连的其他连接，布线要求尽量短尽量宽。元器件的摆放要满足敏感信号（如控制信号）和噪声信号（如高电压、大电流在快速瞬时变化时）之间的相互影响最小。输出电路位于板的头部。板的中间部分是控制以及变换器一次侧的元器件。交流输入、EMI 滤波器和电压整流器位于板的尾部。丝印层如图 14.64 所示，图 14.65 所示为全范围输入电源样机的照片。

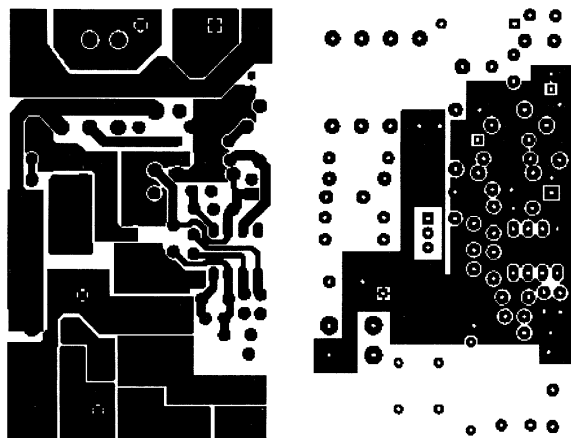


图 14.63 全范围输入电源的 PCB 布局

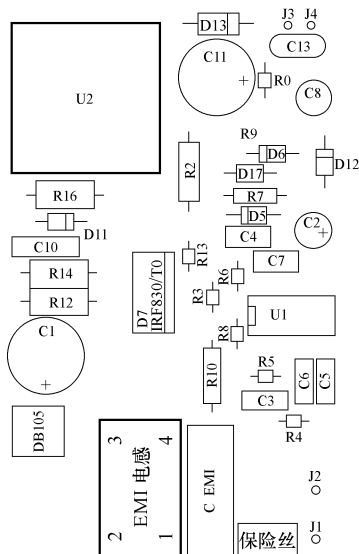


图 14.64 全范围输入电源的 PCB 丝印层

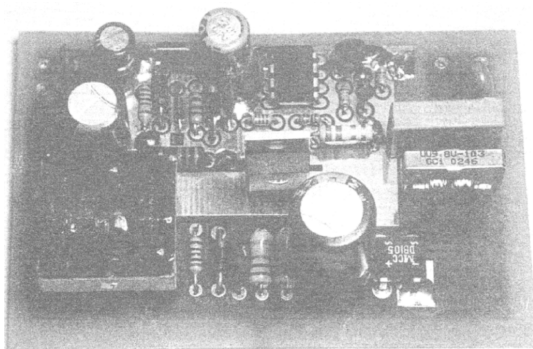


图 14.65 全范围输入电源样机的照片

14.5.11 实验结果

Flyback 变换器的一次电流（采用检测电阻测得）和漏极电压的波形如图 14.66 所示。当 MOSFET 导通时，流过一次电感的电流线性增加直达到控制器设定的峰值；当 MOSFET 关断时，一次电流立刻下降到零，电流转移到了二次绕组，漏极电压上升到比输入直流电压还要高。当所有存储在磁场中的能量都转移到了输出，二次停止导通，漏极电压处产生振荡。注意导通时刻电流波形中的大尖峰。在进入 PWM 控制器之前，这尖峰必须用低通滤波器滤除。

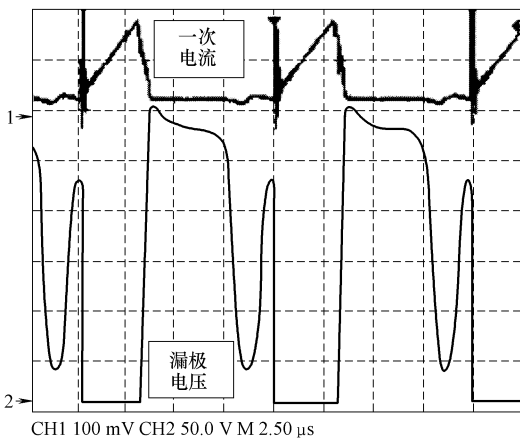


图 14.66 Flyback 变换器的一次电流和漏极电压波形

被测的输出电压纹波如图 14.67 所示，幅度为 146mV_{pp} 。用 LC 低通滤波器代替输出电容或者采用 ESR 更小的输出电容，均可减小输出电压纹波。

负载瞬变时 Flyback 变换器的输出电压、电流波形如图 14.68 所示。负载电阻值从 10Ω 变化到 5Ω 。可以看到，输出电压先下降至 150mV （相当于额定电压 3% 的偏移量），在 300ns 以后才恢复至稳态值。

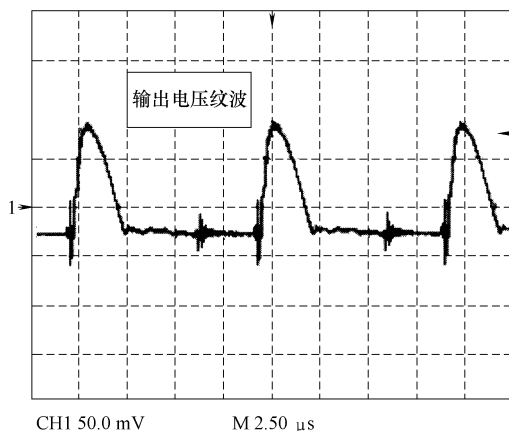


图 14.67 Flyback 变换器的输出电压纹波

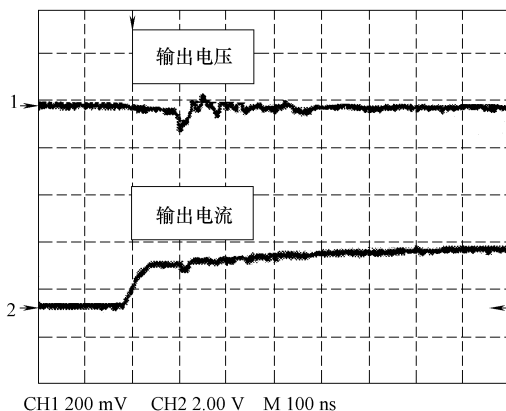


图 14.68 负载瞬变时 Flyback 变换器的输出电压、电流波形

14.6 基于 TopSwitch 的反激变换器设计

基于 TopSwitch PWM 控制器^[156]设计一个全范围输入电压的电源，采用电流型断续导通模式的反激（Flyback）变换器，该控制器和 Flyback 拓扑已分别在第 5 章和第 4 章中介绍过了。控制器采用的是单一的电流模式控制，在必要时，可通过遗漏脉冲的方式改变开关频率，来达到调整的目的。不同于前一节基于 UC3842 采用一次侧调整方案的 Flyback 变换器设计，本设计采用的是二次调整方案。二次侧调整方案是通过检测功率变压器二次侧的输出电压，利用光耦合器反馈给控制器。通常，这种调整方案可以获得比一次侧调整方案更好的调整率。

14.6.1 设计规格

全范围输入的电源所允许的标准交流输入电压最小值为 $V_{ACmin} = 85V$ ，最大值为 $V_{ACmax} = 265V$ 。输入频率是 50Hz 或 60Hz。输出电压在 $5(1 \pm 5\%)V$ 范围之内。输出功率为 20W。额定开关频率为 135kHz。Flyback 变换器的一次电感值为 $490\mu H$ 。一次绕组匝数为 36，二次绕组匝数为 4，偏置绕组匝数为 5。输入 EMI 滤波器的设计要保证变换器工作稳定。设计时，取效率 $\eta = 0.8$ ，损耗分配因数 $Z = 0.5$ ，实现变压器一次、二次侧损耗均衡。

14.6.2 初步计算

Flyback 变换器工作在断续导通模式。因此在设计参数时，需要采用断续导通模式的关系式。输出电压折算到一次侧的电压为 $V_{or} = 135V$ 。因此，选择齐纳二极管的钳位电压为 200V。估算最大占空比为

$$D_{max} = \frac{V_{or}}{K_p(V_{min} - V_{ds}) + V_{or}} = \frac{135}{1 \times (90 - 10) + 135} = 0.63 \quad (14.90)$$

其中 TopSwitch 的 $V_{ds} = 10V$ 。一次峰值电流为

$$I_p = \frac{2P_o}{D_{max}\eta V_{min}} = \frac{2 \times 20}{0.63 \times 0.8 \times 90} A = 0.88 A \quad (14.91)$$

因此，一次电流的有效值为

$$I_{RMS} = \sqrt{D_{max} \frac{I_p^2}{3}} = \sqrt{0.63 \times \frac{0.88^2}{3}} A = 0.4 A \quad (14.92)$$

计算一次电感值与变压器的一次电感值近似，为

$$\begin{aligned} L_p &= \frac{10^6 P_o}{I_p^2 0.5 f_{smin}} \frac{Z(1-\eta) + \eta}{\eta} \\ &= \frac{10^6 \times 20}{0.88^2 \times 0.5 \times 130000} \times \frac{0.5 \times (1 - 0.8) + 0.8}{0.8} \\ &= 447 \mu H \end{aligned} \quad (14.93)$$

二次电流的有效值为

$$I_{RMS} = I_{sp} \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{3K_p}} = I_{sp} \sqrt{\frac{1 - 0.63}{3}} A = 4.7 A \quad (14.94)$$

其中 K_p 为一次电流的波形因子，对断续模式而言 $K_p = 1$ 。

图 14.69 所示为采用 TopSwitch 控制器的全范围输入电压的电源电路图。EMI 滤波器 $C_{x1} - L_1$ ，可以削弱从变换器到电力线的传导性 EMI。电压钳位电路 $D_1 \sim D_6$ ，可防止控制器 7 脚上的漏极电压过冲超过 $V_{DC} + V_d + V_z$ 。利用光耦合器对输出电压进行检测，可实现二次侧调整。偏置绕组为控制器提供需要的能量，通过调节

V_R ，设置分压电压调整管 TL431 上的电压，可改变输出电压。

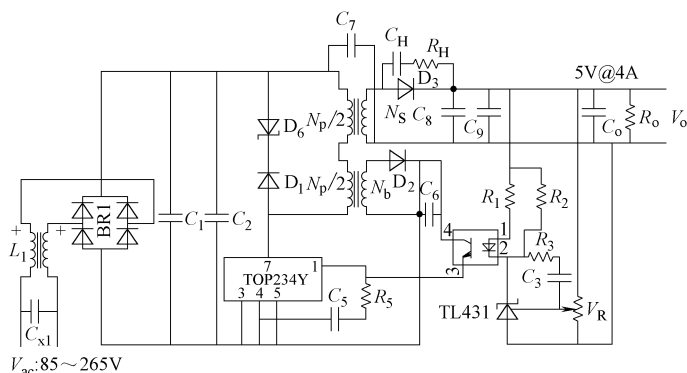


图 14.69 采用 TopSwitch 的通用电源电路图

14.6.3 实验结果

按照数据手册中提供的指示，搭建一个样机。

波形 图 14.70 所示为用 $10\times$ 电压探头测量的漏极电压波形。这是个典型的 Fly-back 变换器工作波形, 平均值为 158V , 过冲大约 100V 。测得开关频率为 133kHz 。

如图 14.71 所示,测得输出电压纹波的频率为 135.2kHz,与设计相符,测得输出电压纹波的峰-峰值为 112mV。应该注意的是,在开关晶体管关断的时间里对输出电容充电。

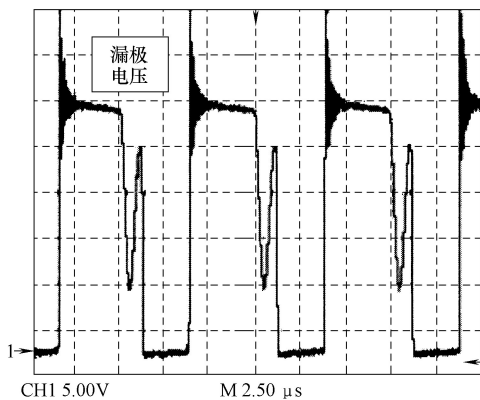


图 14.70 采用 TopSwitch 的
变换器漏极电压波形

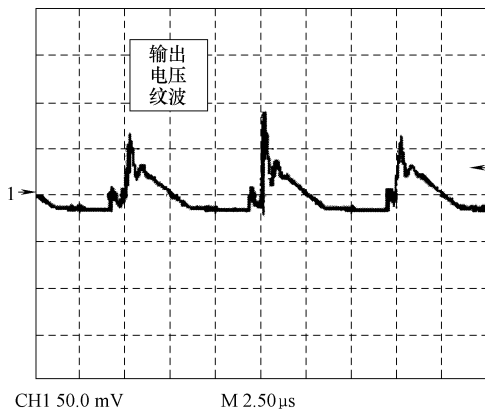


图 14.71 采用 TopSwitch 的
变换器输出电压纹波

图 14.72 所示是负载从 10Ω 瞬变到 5Ω 时的输出电压、电流波形。随着负载电流的增加, 平均输出电压会下降, 开关纹波会增加。可以看到, 输出电压在 3 个开

关周期以后达到稳态值。

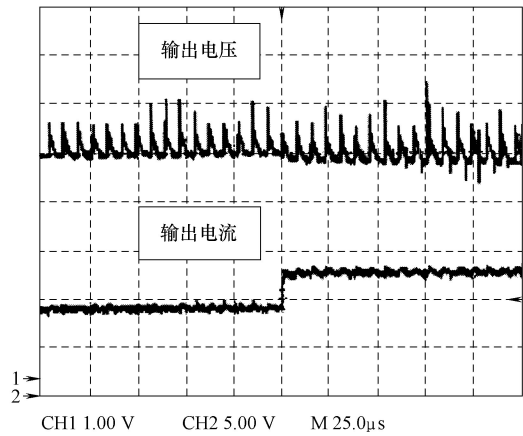


图 14.72 负载瞬变时采用 TopSwitch 的变换器输出电压、电流

电压调整率 在恒定负载 5Ω 的条件下，对电压调整率进行评估。表 14.1 汇总了实验结果。和电流型 Flyback 变换器的预期一样，电压调整率非常好，小于 2%。

表 14.1 基于 TopSwitch 变换器的线电压调整率测量数据

V_{AC}	85	90	100	110	120	130	140
V_{DC}	11.75	11.85	11.98	11.87	11.86	11.85	11.84

负载调整率 在恒定输入电压 AC 110V 的条件下，对负载调整率进行评估。在所测负载范围内（从 $4.5 \sim 24\Omega$ ），负载调整率优于 1%。表 14.2 给出了测量数据。

表 14.2 基于 TopSwitch 变换器的负载调整率测量数据

Load/ Ω	4.5	5	7.5	9.5	14.5	19.5	20	24
V_{DC}/V	11.93	11.9	11.93	11.93	11.96	11.96	11.93	11.97

14.7 基于 TinySwitch 的反激变换器设计

基于 TinySwitch 控制器^[157]设计一全范围输入电压的电源。该电源的功率为 5W，电路如图 14.73 所示，是 TinySwitch 控制器数据手册中的一种典型应用。

交流输入电压经过熔丝 R_1 和桥式整流管 U_3 整流后得到直流电压。低通滤波器 $L_1-L_2-C_1-C_2$ 既对整流电压进行滤波，又起到 EMI 滤波器作用。TinySwitch

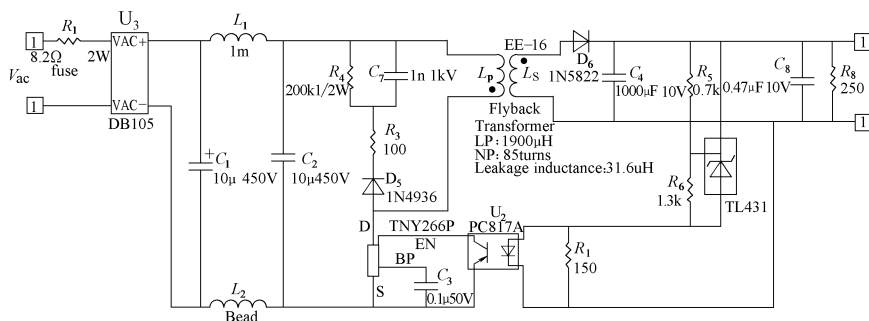


图 14.73 采用 TinySwitch 的变换器，输出 5V、1A、5W

TNY266P 与 flyback 变压器一次侧相接。钳位缓冲电路 R_4 — C_7 — R_3 — D_5 与一次绕组并联，以抑制 TinySwitch 中 MOSFET 管上的电压振荡。输出整流管 D_6 与 Flyback 变换器二次绕组相串联。陶瓷电容 C_8 与输出电容 C_4 并联，可补偿电解电容的感性响应。在泄放电阻 R_8 上流过最小负载电流，以确保电路能正常工作。调节与 TL431 相连的可调电阻，可改变输出电压，TL431 能改变可编程参考电压，输出电压与参考电压相减之后反馈到控制器。

14.7.1 实验结果

波形 图 14.74 所示为在 TinySwitch 漏极端所测得的电压波形，这是个 Flyback 变换器的典型波形。经缓冲电路的钳位，过冲限制在 75V，电压平均值为 165V。图 14.75 所示为所测输出电压的纹波波形，峰—峰值为 1.13V。

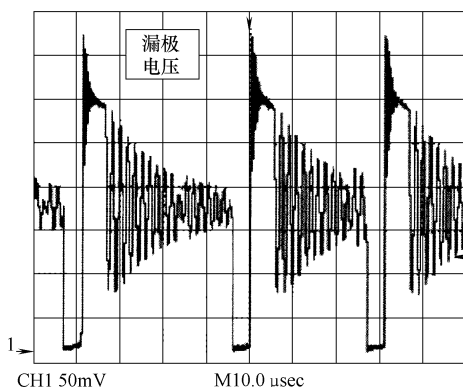


图 14.74 采用 TinySwitch 的变换器漏极电压波形

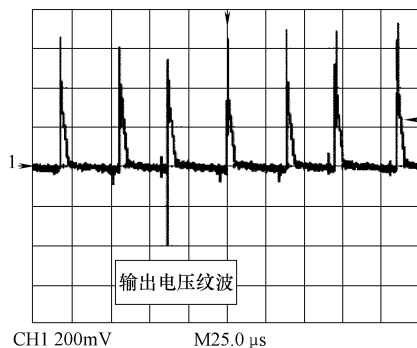


图 14.75 采用 TinySwitch 的变换器输出电压纹波

为评估变换器的瞬态响应性能，把负载从 10Ω 调整到 5Ω 。图 14.76 所示为采用 TinySwitch 的变换器在负载瞬变时的输出电压和电流波形。当输出电流增加时，开关频率也随之增加来提高调整率。在一个开关周期以后，控制器恢复常态，负载

瞬变后的平均输出电压比瞬变前略小。

电压调整率 在恒定负载电阻 10Ω 的条件下,对电压调整率进行评估。通过测量,从图 14.77 中可以看到电压调整率性能非常好,优于 1%。

负载调整率 在恒定输入电压 AC 110V 的条件下,对负载调整率进行评估。测量结果如图 14.78 所示。可以看到,负载调整率在规定的 3% 以内。

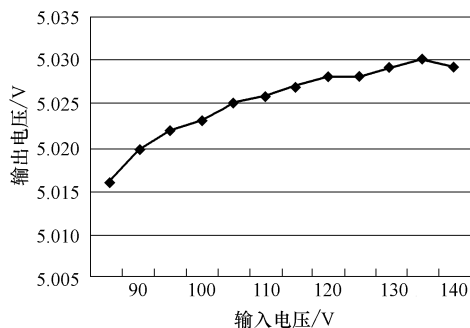


图 14.77 采用 TinySwitch 的变换器电压调整率

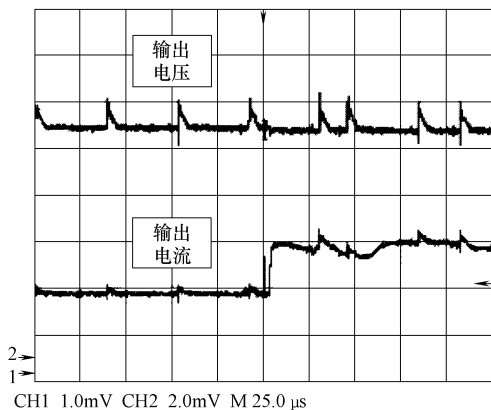


图 14.76 采用 TinySwitch 的变换器在负载瞬变时的输出电压和电流

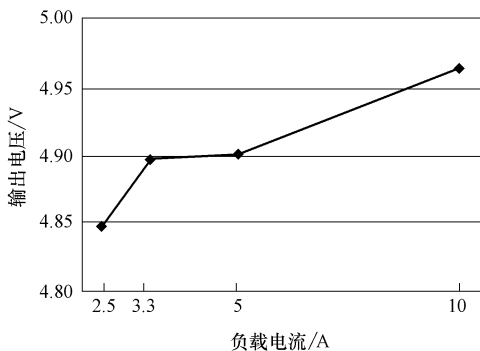


图 14.78 采用 TinySwitch 的变换器负载调整率

14.8 开关音频放大器

由于 PWM 开关音频放大器中的开关晶体管不是工作在饱和状态就是工作在截止状态,而 AB 类音频放大器中的输出晶体管工作在线性放大区,它们一直消耗功率,因此 PWM 开关音频放大器的效率要比 AB 类的音频放大器高。开关音频放大器的功耗是晶体管饱和电压、晶体管开关时间和输出滤波器寄生电阻值的函数。开关音频放大器的失真是开关频率和其他参数的函数。为了避免 PWM 信号的边带重叠,开关频率起码要比音频信号频率高一个数量级。而 AB 类音频放大器的失真与其输出晶体管电流-电压特性的线性度直接相关。

图 14.79 所示是 PWM 开关音频放大器的基本框图,其在 PSpice 中的一个等效 ABM 实现如图 14.80 所示。PWM 开关音频放大器有 3 个主要部分。前端为预放大

器，调节信号电平使之与后级兼容，在闭环结构中，预放大器可能被用来作为误差放大器，对反馈环路的任何补偿都会加到这一级上。误差放大器输出信号传到比较器，比较器比较误差信号和固定频率的锯齿波或三角波来实现 PWM 调制。脉冲的开通时间与输入信号的幅值成正比，也就是说，当输入信号的幅值比重复信号的平均值大时，开通时间会比关断时间长；相反地，如果输入信号的幅值比重复信号的平均值小，那么开通时间会比关断时间短；如果没有信号输入，那么开通时间和关断时间相等。在正弦输入的情况下，当正弦波为正半周时占空比大于 50%，且随着幅值的增加而增加。而当正弦信号为负时，占空比小于 50%，如图 14.81 所示。如果没有输入信号，占空比等于 50%，净输出为 0V。

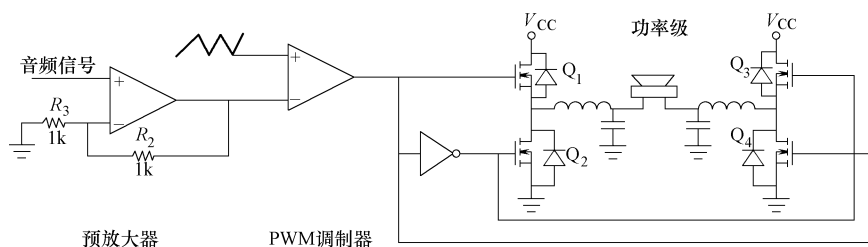


图 14.79 PWM 开关音频放大器的基本框图

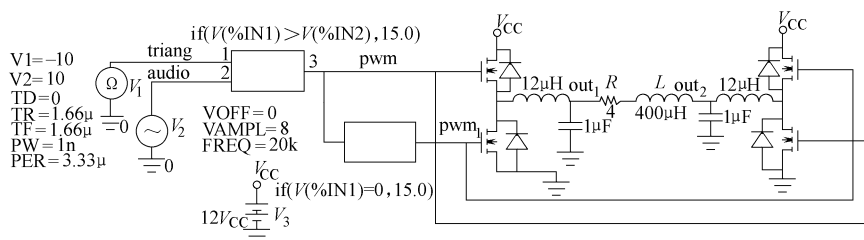


图 14.80 D 类放大器的 ABM 电路图

负载是一个电感性的扬声器，可用一个电感与一个电阻串联来表示。扬声器与输出功率级的两端相接。输出级由两个对称的半桥组成，每个半桥其实是个同步 Buck 变换器，由两个半桥组成的拓扑也称为全桥。当 PWM 调制器的参考信号是个音频信号而不是一个直流电平时（在 DC-DC 变换器中采用的是直流电平），输出电压将跟踪参考音频信号的变化，达到功率放大。可见，开关变换器工作在逆变器状态，这种类型的开关音频放大器称为 D 型放大器。

在图 14.79 所示的全桥拓扑中，在输出电压为正时 Q_1 和 Q_4 导通，在输出电压为负时 Q_2 和 Q_3 导通。对于正弦输入的情况，在正弦输入为正时每个开关周期里 Q_1 和 Q_4 的导通时间比 Q_2 和 Q_3 长；同样地，在正弦输入为负时每个开关周期里 Q_2 和 Q_3 的导通时间更长。应该注意的是 Q_1 和 Q_2 或 Q_3 和 Q_4 绝不能同时导通，

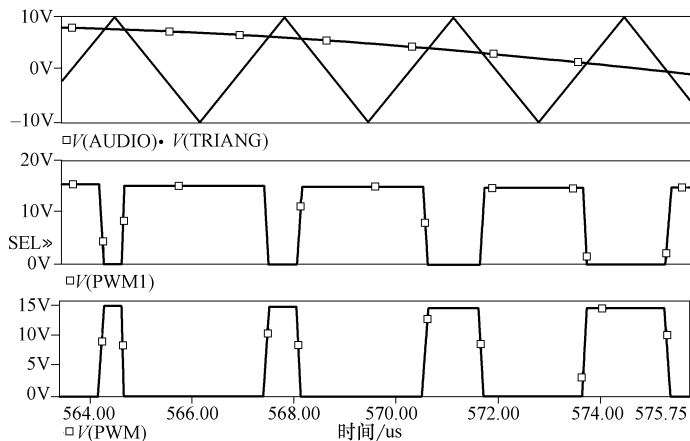


图 14.81 PWM 调制器的输入输出波形

否则, 输出晶体管将发生灾难性的直通短路故障。为了避免这种情况, 在同一桥臂的两个晶体管的关断和导通之间引入死区时间。如图 14.82 所示为一个死区时间发生器的 PSpice 模型。电路接收到 PWM 输入以后, 通过在同一桥臂的两个晶体管的关断和导通之间加入 180° 的相移和 50ns 的死区时间, 产生合适的驱动信号。改变 DELAY 模块中的时间参数, 就可调整死区时间。图 14.82 所示的电路还具有驱动 MOSFET 的能力, 把 TTL 逻辑门电路的输出电平放大到 15V , 并提供与 MOSFET 门极和源极相连的悬浮输出电压。连接器 gate1_Hi 和 gate1_Lo 必须分别与 MOSFET 上管的栅极和源极引脚相连; 连接器 gate2_Hi 和 gate2_Lo 必须分别与 MOSFET 下管的栅极和源极引脚相连。

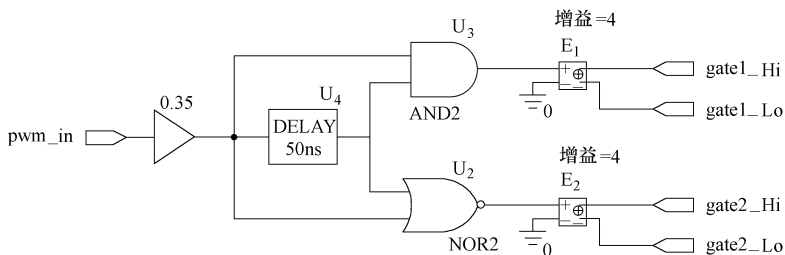


图 14.82 死区时间发生器的 PSpice 的电路图

输给 4 个晶体管的高频 PWM 信号会被放大到电源电压的等级。放大以后脉冲信号的低频成分, 即经过放大的输入信号, 通常会通过一个由 L_o 和 C_o 组成的低通滤波器来复原。 L_o 和 C_o 的取值要保证其转折频率略高于音频上限 20kHz 。但是, 低通滤波器会增加放大器的成本, 还会因为元件的非线性而引入失真, 由于带宽减小引起的相位失真是另一个重要的失真来源。

开环 PWM 开关音频放大器的开关频率一般选择比输出滤波器的转折频率高两个数量级，以减小输出开关纹波。既然最高的音频是 20kHz，为避免过多的输出开关纹波，开关频率应该至少 2MHz，幸运的是负反馈可以用来降低开关频率，输出滤波器的转折频率可降低到 2kHz。采用负反馈，可以把闭环增益带宽扩展到 20kHz。因此，要得到小的输出开关纹波，开关频率为 200kHz 就能满足要求。负反馈的使用也能降低开关音频放大器对由电源以及非理想锯齿波引入的噪声的敏感度。

图 14.83 所示为图 14.80 所示电路的输入、输出电压波形。输入信号为 20kHz。输出电压波形与输入电压波形相差 180° ，且有一些明显的失真。但是，由于扬声器电感的滤波效应，输出电流波形要平滑得多。注意输出波形中的纹波和开关频率相关，放大器的开关频率要比音频信号频率高许多。

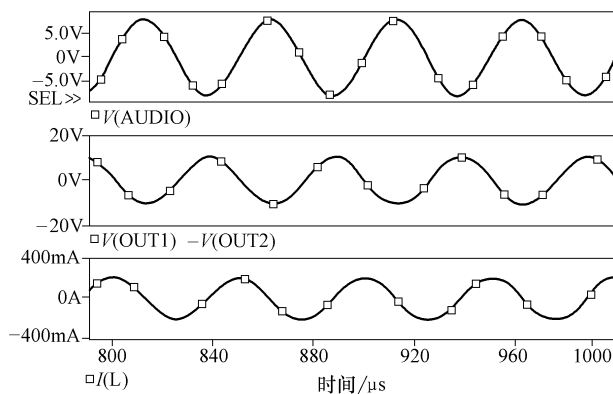


图 14.83 含输出低通滤波器的开环 D 型放大器输入、输出波形

14.8.1 案例学习

为汽车设计一个 PWM 开关音频放大器。其额定电压为 12V，最大输出功率为 18W，匹配的扬声器为 4Ω 和 $400\mu\text{H}$ 。通过增加电源电压的幅值，可以提升其最大功率。输出纹波要尽量小，满足 THD 小于 0.05%。在不影响性能的情况下，元件数量要尽量少。在本设计中，不采用低通输出滤波器，而是通过采用负反馈来减小输出波形中的失真，3 层嵌套的反馈环可实现这一目的。最后，要把整个放大器集成为一单片集成芯片。图 14.84 所示为多环 PWM 开关音频放大器的框图。从内环开始，借助 PSpice 仿真对每个环路进行设计，采用线性模型计算出每个环路的相位补偿，计算在环路增益穿越频率处因时间延迟造成的相移，再加入到单位增益相位中，可得到相位裕量。如果能准确地估计时间延迟，用这种方法可以得到很好的近似。一旦计算出频率补偿，就可以用时间域的仿真来检验结果。

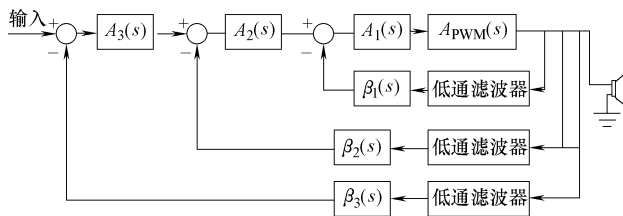


图 14.84 多环放大器的框图 (©2004 IEEE)

输出级 因为开关放大器必须呈现出双象限的工作状态以及提供双向的负载电流, 所以输出级选用 H 桥结构。H 桥结构允许输出级采用单电源电压。MOSFET 比双极型晶体管开关速度快、驱动要求简单, 故选择表面贴片封装的功率 MOSFET HIP2060AS2。使用较便宜的 N 沟道器件代替配对器件, 从而可减少成本。为了开通功率 MOSFET 上管, 需要一个大于漏极电压的门极电压, 而功率 MOSFET 上管的漏极电压等于电源电压。采用 International Rectifiers 公司的高压 MOSFET 门极驱动器 IR2110, 其具有独立的上、下 MOSFET 驱动能力。

采用外部电容和充电二极管的自举技术可满足功率 MOSFET 上管的门极驱动要求。自举电容的取值与门极电荷、开关频率和占空比有关。一旦导通电荷传输到功率 MOSFET 的门极上, 在 MOSFET 整个导通期间必须保持住最小的门极电压。从自举电容上抽取的电流 I_{QBS} 等于 IR2110 中上管通道的静态电流。最小自举电容值 C_B 由参考文献 [158] 得到, 即

$$C_B \geq \frac{2I_{QBS}t_{on}}{(V_{CC} - 1.5 - 10)} \quad (14.95)$$

其中, 假设自举电容充电支路上的压降为 1.5V, 主要是考虑内部漏电造成的压降等于门极过电压的一半。假设静态电流为 100μA, 开关频率为 300kHz, 最大占空比为 90%, 电源电压为 12V, 我们可以得到最小自举电容值为 60nF, 可以保守地取自举电容值为 0.1μF。选择快速开关二极管 1N4153 作为充电二极管, 其电压等级为 75V, 反向恢复时间为 2ns。为减小噪声和提供切换容性负载时所需的瞬间电流, 在 V_{CC} 和公共端之间以及 IR2110 的 V_{DD} 和 V_{SS} 引脚之间使用旁路电容。所有的旁路电容包括存储电容必须尽可能近地与 IR2110 相连, 建议 V_{CC} 旁路电容用一个 0.1μF 的瓷片电容与一个 1μF 的钽电容并联^[158]。

不使用低通滤波器也可以对原始信号进行重建, 采用 3 个反馈环和感性扬声器, 就足以使 THD 达到高保真 (Hi-Fi) 等级。但是这种拓扑的应用场合也受到限制, 比如对于放大器可能非常接近那些处于屏蔽环境下的音圈 (如屏蔽功率扬声器) 的场合, 必须保证 EMI 维持在允许等级以内。

正如所有的开关变换器一样, 输出的开关纹波是与开关频率相关的, 开关频率越高, 输出纹波越小。作为一般规则, 开关频率必须比音频带宽的上限频率大至少

两个数量级。在音频应用中，为提供 20kHz 以下的平坦频率响应，上限频率至少要 200kHz。因此，选定开关频率为 300kHz，这是对由死区引入的失真和各混合频率成分的衰减作出的一种折中。工作在非常高的开关频率下的另一个缺点是很难保持锯齿波的线性度，这使得在输出端会增加额外的失真。在使用负反馈以后，这些问题都可以得到缓解。

误差放大器 每个反馈环中的误差放大器都采用运算放大器 TLE2082，如图 14.85 所示，连接成差分放大器形式。由于缺少输出低通滤波器，误差信号动态变化得很快，这就需要放大器具有很高的转换速率。由于采用了峰-峰值为 -5V 到 5V 的三角波，在没有信号输入时，也不需要偏置电压来得到 50% 的占空比。误差放大器之后的电路是用来补偿相位和提供附加环路增益的。输入端去耦电容 $330\mu\text{F}$ 与 R_1 串联，可消除由信号源引入的任何直流电压。

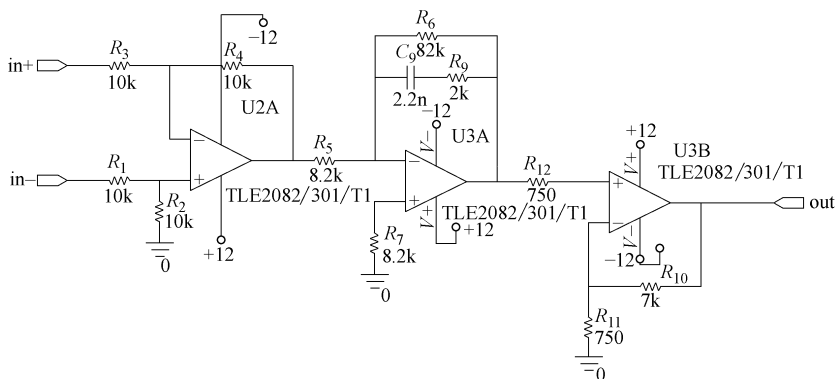


图 14.85 误差放大器和相位补偿 (©2004 IEEE)

PWM 调制器 为了产生 PWM 波形，采用单极性 PWM 调制器，如图 14.86 所示，图 14.87 所示为它的输入和输出波形。对于单极性调制，三角波与音频信号、音频信号移相 180° 后的信号分别比较，得到单极性 PWM 信号。单极性 PWM 调制的主要优点是在开关频率的奇数倍频率上没有边带谐波分量，而且也没有开关频率的整数倍谐波。第一个边带谐波出现在基带 $2f_s - f_o$ 之外，如图 14.88 所示。这实质上是把开关频率加倍，移动不需要的频率分量，使之远离音频带。因为三角波的谐波含量较低，所以它比锯齿波更适合该应用。

反馈环 H 桥拓扑中的扬声器负载是悬浮的，没有一端是作为参考地的。对此，必须采用差分放大器对负载两端电压进行采样。由于没有输出滤波器，负载上的电压波形是个方波。在电压检测放大器的输入端加一个低通滤波器，可避免这一级的转换速率失真（见图 14.89）。这意味着几乎所有不必要的高频振荡和失真都可被滤波器削弱。

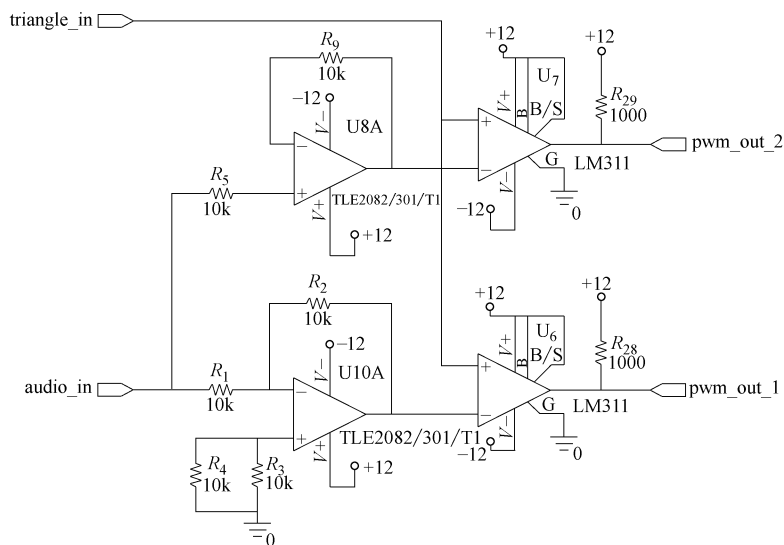


图 14.86 单极性 PWM 调制器的电路图

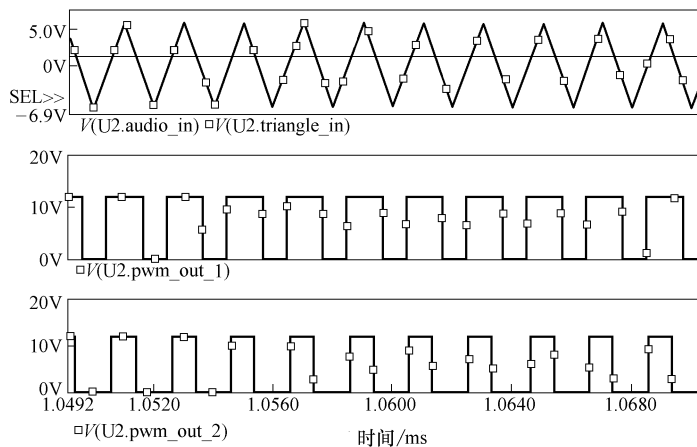


图 14.87 单极性 PWM 调制器的输入和输出波形

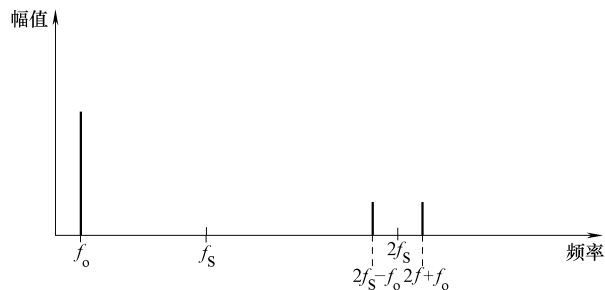


图 14.88 单极性 PWM 调制的频谱

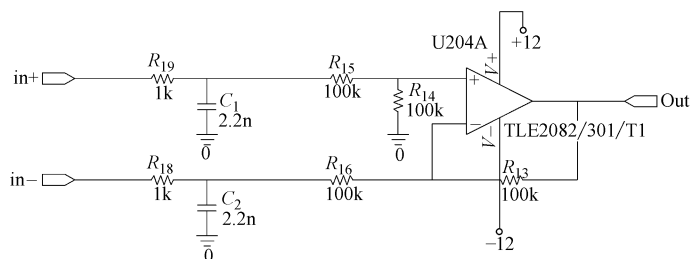


图 14.89 电压检测放大器

差分放大器的增益由电阻 R_{13} 、 R_{14} 、 R_{15} 和 R_{16} 确定，关系式如下：

$$V_{\text{out}} = (In_+ - In_-) \frac{R_{13}}{R_{16}} \quad (14.96)$$

和

$$\begin{aligned} R_{13} &= R_{14} \\ R_{15} &= R_{16} \end{aligned} \quad (14.97)$$

为避免转换速率失真，电压增益选为 1。

评估 在双面 PCB 上搭建一 PWM 开关音频放大器。测量条件是，信号一级采用电源 $\pm 12\text{V}$ ，输出一级采用电源 $\pm 12\text{V}$ 。用音频分析仪 Audio Precision System One 测试 THD + N 性能。音频标准要求高保真参数的测量必须在音频范围内进行。将一有源低通滤波器（频率从 10 ~ 20kHz 时通带响应偏差不大于 0.1dB；频率大于 24kHz 时阻带衰减大于 60dB）与负载相并联，在其输出端进行测量。使用示波器 Tektronix TDS540 和电流探头 AM503A，测量所有电压、电流。在占空比为 50% 或没有输入信号时，测得静态电流小于 10mA。

开环响应 图 14.90 所示是开环放大器 THD + N 的频率响应。1kHz 以下，失真度小于 0.7%；1kHz 以上，失真度增加。

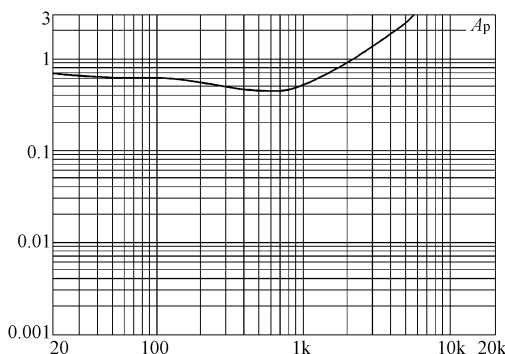


图 14.90 开环放大器 THD + N 和频率的关系 (©2004 IEEE)

闭环响应 图 14.91 和图 14.92 所示是闭环频率响应的仿真和测量结果。测量时使用的 4 阶低通滤波器的转折频率为 30kHz。仿真结果显示了 100kHz 以下的平坦幅值响应，20kHz 以下的平坦相位响应，这些与计算值相符。但是，测量显示的频率响应在 20kHz 以下是平坦的，20kHz 以上就下降得非常快。这主要是受了用于测量的低通滤波器的影响。

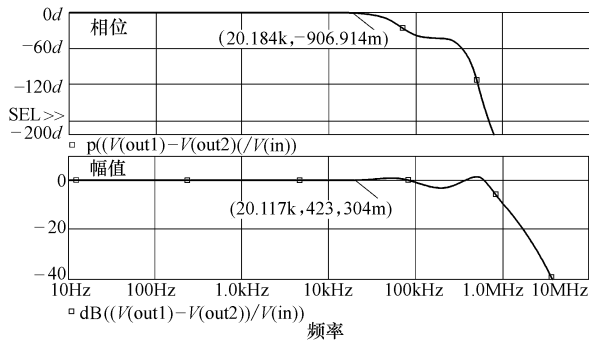


图 14.91 闭环频率响应的仿真结果

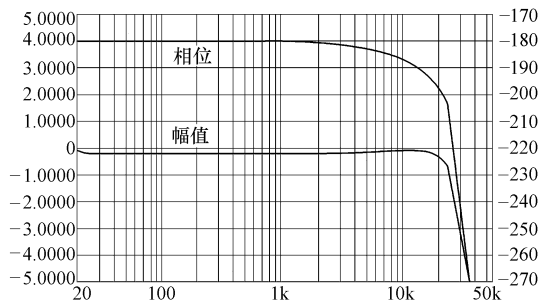


图 14.92 闭环频率响应的测量结果 (©2004 IEEE)

THD 和噪声分析 如图 14.93 ~ 图 14.95 所示的分别是单环闭合、双环闭合和三环闭合情况下的闭环放大器 THD + N 分析结果。测量时，输入信号为 1kHz、10Vpp 的正弦波。值得注意的是，1kHz 以下，这些曲线相当平坦；1kHz 以上，这

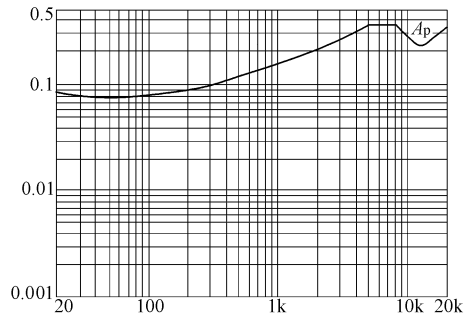


图 14.93 单环反馈闭合时 THD + N 与频率的关系 (©2004 IEEE)

些曲线的走势开始向上。每闭合一个控制环，失真度都会减小。但是，从双环结构到三环结构， $\text{THD} + N$ 性能的改善并不大，这主要是背景噪声和用于测量的低通滤波器的影响，测量所用的低通滤波器，在音频带的 THD 为 0.008%。

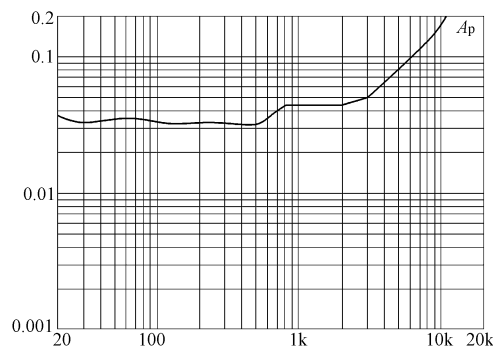


图 14.94 双环反馈闭合时 $\text{THD} + N$ 与频率的关系 (©2004 IEEE)

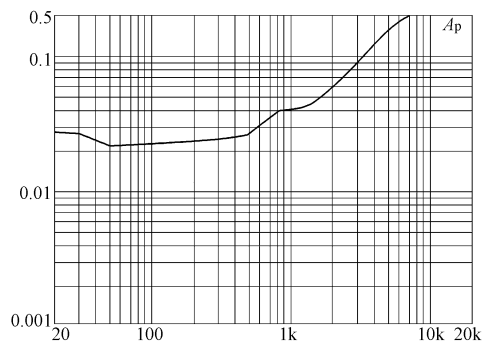


图 14.95 三环反馈闭合时 $\text{THD} + N$ 与频率的关系 (©2004 IEEE)

输入、输出波形 图 14.96 所示为在频率 1kHz 条件下，输入音频信号和输出到扬声器负载的电流波形。可以看到，输入电压和输出电流之间有 43° 的相移。这是由扬声器的感性特性造成的。在输出电流波形中勉强可以看出输出开关纹波。应该注意，音频输入信号的增加会引起输出电压和电流幅度的增加，伴随着输出功率的增加。

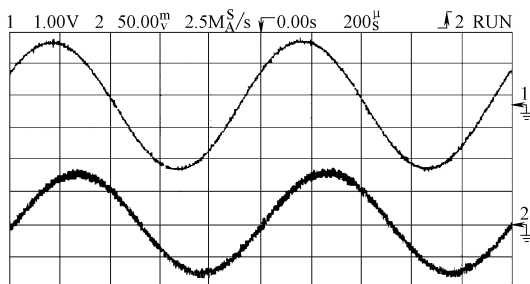


图 14.96 输入电压和输出电流波形

参 考 文 献

- [1] L. Brush, "DC-DC converters targeting new directions," Special EDN supplement, Power Technology Part I: Powering OEM Systems, Jan2002.
- [2] A. Bindra, "Integrated magnetic components continue to play a vital role," Power Electronics Technology, Mar 2003.
- [3] PETech Staff, "Multiphase DC-DC controllers," Power Electronics Technology, Nov 2003. [Online]. Available: <http://powerelectronics.com/>
- [4] S. Choudhury and M. Harrison, "DSPs simplify digital control implementation of SMPS," Power Electronics Technology, Jul 2003.
- [5] J. Nilsson, Electric Circuits, 3rd ed. Boston, MA: Addison-Wesley, 1990, Chapter 5.
- [6] S. Čuk and R. Middlebrook, "Advances in switched-mode power conversion," TESLaco, Pasadena, vol. 1, p. 169, 1982.
- [7] D. Mitchell, DC-DC Switching Regulator Analysis. New York: McGraw-Hill, 1988.
- [8] D. Hamill and P. Krein, "A zero-ripple technique applicable to any DC converter," in Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, Charleston, SC, Jun 1999, pp. 1165-1171.
- [9] V. Vorperian, "A ripple theorem for PWM DC-to-DC converters operating in continuous conduction mode," in IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04, vol. 1, Jet Propulsion Lab., California Inst. of Technol., Pasadena, CA, U. S. A., Jun 2004, pp. 28-35.
- [10] C. Adragna, "Minimizing filtering with ripple steering: A practical approach for transition-mode PFC pre-regulators," Analog Zone, Jul 2004.
- [11] S. Čuk, "Coupled inductor and integrated magnetics techniques in power electronics," in Fifth International Telecommunications Energy Conference, INTELEC 83, Oct 1983, pp. 269-275.
- [12] S. Čuk and R. Middlebrook, "DC-to-DC switching converter," U. S. Patent 4,184,197, Jan, 1980.
- [13] A. Kislovski, R. Redl, and N. Sokal, Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters. New York: Van Nostrand Reinhold, 1991, p. 177.

- [14] S. Čuk and R. Middlebrook, "Advances in switched-mode power conversion," TESLACO, Pasadena, vol. 2, p. 169, 1982.
- [15] —, "Coupled-inductor and other extensions of a new optimum topology switching DC-to-DC converter," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1977.
- [16] R. Ridley, "Analyzing the sepic converter," Power Systems Design Europe: DESIGN TIPS, pp. 14 18, Nov 2006.
- [17] J. Palczynski, "Versatile low power sepic converter accepts wide input voltage range," Unitrode Design Note DN-48, 1999.
- [18] A. Gefer, "Sepic regulator with zero input ripple current," Engineer IT Electronics Technical, pp. 42 44, Aug 2006.
- [19] W. Gu and D. Zhang, Designing A SEPIC Converter, Application Note 1484, National Semiconductor Corporation, Apr 2008.
- [20] SEPIC Equations and Component Ratings, Application Note 1051, Maxim Integrated Products, Apr 2002. [Online]. Available: <http://www.maxim-ic.com/>
- [21] E. Niculescu, M. Niculescu, and D. Purcaru, "Modelling the PWM Zeta converter in discontinuous conduction mode," in Proc. IEEE The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference MELECON 2008, Ajaccio, France, May 2008, pp. 651 657.
- [22] E. Vuthchhay and C. Bunlaksananusorn, "Dynamic modeling of a Zeta converter with state-space averaging technique," in IEEE 5th International Conference on Telecommunications and Information Technology, ECTI-CON 2008, Krabi, Thailand, May 2008, pp. 969 972.
- [23] Circuit Simulation of Surface Mount Inductors and Impedance Beads, Engineering note document number 34098, Vishay Dale, Aug 2006.
- [24] J. Prymak, "SPICE models of capacitors," Kemet Electronics Corp. Kemet Tech Topics, vol. 4, no. 5, Sep 1994.
- [25] K. Liu, R. Oruganti, and F. Lee, "Resonant switches - topologies and characteristics," IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 106, 1985.
- [26] K. Liu and F. Lee, "Zero-voltage switching technique in DC/DC converters," IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 58, 1986.
- [27] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications and Design. New York: John Wiley and Sons, 1989.
- [28] Y. Kang and A. Upadhyay, "Analysis and design of a half-bridge parallel resonant converter," IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 231, 1987.
- [29] T. Roullier and C. Lam, "Magnetic amplifier post regulator simulation provides

- load and temperature effects,” PCIM, pp. 26 34, Jul 1993.
- [30] Y. Xi and B. Bell, “Two-switch topology boosts forward, flyback designs,” EE Times-India, Jan 2008.
 - [31] TOPSwitch Flyback Transformer Construction Guide, Application note AN-18, Power Integrations, Inc. , Jul 1996.
 - [32] L. Dinwoodie, Designing a 50-Watt Flyback Converter, Texas Instruments, Inc. , Jan 2002.
 - [33] L. Dixon, Magnetics Design Handbook: Inductor and Flyback Transformer Design, MAG100A, Texas Instruments, Inc. , 2001.
 - [34] G. Oggier, R. Leidhold, G. O. Garc a, A. R. Oliva, J. C. Balda, and F. Barlow, “Extending the ZVS operating range of dual active bridge high-power DC-DC converters,” in 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (IEEE PESC06), Jeju, Korea, Jun 2006, pp. 2471 2477.
 - [35] G. Oggier, G. Garc a, and A. Oliva, “Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 7, pp. 1826 1838, Jul 2009.
 - [36] A. D. Napoli, F. Crescimbin, L. Solero, F. Caricchi, and F. Capponi, “ Multiple input DC-DC power converter for power-flow management in hybrid vehicles,” in Conference Record of the Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting, 2002, pp. 1578 1585.
 - [37] A. D. Napoli, F. Crescimbin, S. Rodo, and L. Solero, “Multiple input DC-DC power converter for fuel-cell powered hybrid vehicles,” in IEEE 33rd Power Electronics Specialists Conference, PESC02, vol. 4, Jun 2002, pp. 1685 1690.
 - [38] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. Duarte, and M. Hendrix, “Multi-input bidirectional DC-DC converter combining DC-link and magnetic-coupling for fuel cell systems,” in IEEE Conference Record of the Industry Applications Conference, Fortieth IAS Annual Meeting, vol. 3, Oct 2005, pp. 2021 2028.
 - [39] R. DeDoncker, D. Divan, and M. Kheraluwala, “A three-phase softswitched high-power-density DC/DC converter for high-power applications,” IEEE Transactions on Industry Application, vol. 27, pp. 63 73, Jan 1991.
 - [40] R. DeDoncker, M. Kheraluwala, and D. Divan, “Power conversion apparatus for DC/DC conversion using dual active bridges,” U. S. Patent number 5, 027, 264, 1991.
 - [41] R. Erickson, Fundamentals of Power Electronics. New York: Marcel Dekker, 2000.

- [42] A. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. Umans, *Electric Machinery*. McGraw-Hill Science Engineering, 2002.
- [43] G. Oggier, “Control para minimizar las p rdidas en convertidoresCC-CC con puentes duales activos,” Ph. D. Dissertation, Universidad Nacional del Sur, Bahia Blanca, Argentina, May 2009. [Online]. Available: <http://lcr.uns.edu.ar/electronica/gise/>
- [44] M. Jovanovic, D. Hopkins, and F. Lee, “Design aspects for highfrequency off-line quasi-resonant converters,” in *High-Frequency Power Conversion*, 1987, pp. 83-97.
- [45] S. Hsu, A. Brown, L. Rensink, and R. Middlebrook, “Modelling and analysis of switching DC-to-DC converters in constant-frequency currentprogrammed mode,” *Record of the IEEE PESC 79*, pp. 284-301, 1979.
- [46] C. Deisch, “Simple switching control method changes power converter into a current source,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 135-147, 1978.
- [47] C. Fang and E. Abed, “Sampled-data modeling and analysis of the power stage of PWM DC-DC converters,” *International Journal of Electronics*, vol. 88, no. 3, pp. 347-369, 2001.
- [48] Unitrode corporation, *Application note U-97: Modeling, analysis and compensation of the current-mode converter*, Texas Instruments, 1995.
- [49] Texas Instruments, *Fixed-frequency voltage-mode SG3524 controller*, *Linear Circuits Data Book*, Texas Instruments Inc. , Dallas, Texas, 1984.
- [50] --, *Variable-frequency voltage-mode TL497 controller*, *Linear Circuits Data Book*, Texas Instruments Inc. , Dallas, Texas, 1984.
- [51] Unitrode corporation, *Fixed-frequency current-mode UC3842 PWM controller*, *Data Book*, Texas Instruments Inc. , Lexington, MA, 1984.
- [52] --, *UC3842/3/4/5 provides low-cost current-mode control*, *Aplication note U-100A*, Texas Instruments Inc. , Lexington, MA, 1999.
- [53] Power Integrations, *TinySwitch-II family data sheets*, *Data Book TNY264/266-268*, Power Integrations Inc. , Apr 2003.
- [54] R. Ridley, F. Lee, and V. Vorperian, “Multi-loop control for quasiresonant converters,” *PCIM*, pp. 13-21, Jul 1987.
- [55] U. Moriconi, *Off-line controller for resonant converters*, ST Microelectronics, Oct 2003, *Application note AN1673*.
- [56] H. Ding, *ZVS resonant converter for consumer application using L6598 IC*, ST Mi-

- croelectronics, Sep 2003, Application note AN1660.
- [57] T. W. Martin and S. S. Ang, "Digital control for switching converters," in Proceedings of the 1995 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Athens, Greece, 1995, pp. 480 484.
 - [58] R. R. Boudreaux, R. M. Nelms, and J. Y. Hung, "Simulation and modeling of a DC-DC converter controlled by an 8-bit microcontroller," in Proceedings of the 12th Annual Applied Power Electronics Conference, Atlanta, U. S. A. , 1997, pp. 963 969.
 - [59] A. Prodic, D. Maksimovic, and R. W. Erickson, "Design and implementation of a digital PWM controller for a high-frequency switching DC-DC power converter," in Proceeding of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Denver, U. S. A. , 2001, pp. 893 898.
 - [60] L. Guo, "Implementation of digital PID controllers for DC-DC converters using digital signal processors," in Proceedings of the IEEE International Conference on Electro/Information Technology, Chicago, U. S. A. , 2007, pp. 306 - 311.
 - [61] G. A. Papafotiou and N. I. Margaris, " H_∞ discrete time control for the buck DC-DC converter," in Proceedings of the 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, Sevilla, Spain, 2002, pp. 55 61.
 - [62] R. Vaccaro, Digital Control: A State-Space Approach. Mc Graw-Hill, 1995.
 - [63] Y. Kuznetsov, Elements of Applied Bifurcation Theory. NewYork: Springer-Verlag, 1995.
 - [64] A. Brown and R. Middlebrook, "Sampled data modeling of switching regulators," IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 349 369, 1981.
 - [65] C. K. Tse, Complex Behavior of Switching Power Converters. Boca Raton, Florida; CRC Press, 2004.
 - [66] R. Middlebrook and , "A general unified approach to modeling switching converter power stages," IEEE Power Electronics Specialists Conference record, pp. 18 34, 1976.
 - [67] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Part I. Continuous conduction mode," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, no. 3, Mar 1990.
 - [68] —, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Part II. Discontinuous conduction mode," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, no. 3, Mar 1990.
 - [69] R. Ridley, "A new continuous-time model for current-mode control," IEEE

- Transactions on Power Electronics, pp. 271-280, Apr 1991.
- [70] ———, “A new small-signal model for current-mode control,” Ph. D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1990.
 - [71] B. Yaakov, “Average simulation of PWM converters by direct implementation of behavioral relationships,” IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 510-516, 1993.
 - [72] R. Dorf and R. Bishop, Modern Control Systems, 9th ed. New York: Prentice Hall, 2001, 631-667.
 - [73] C. Basso, Switch-Mode Power Supply SPICE Cookbook, ser. Professional. New York: McGraw-Hill, 2001.
 - [74] D. Mitchell, “Switching regulator analysis with Mathcad,” Distributed by E. J. Bloom Associates. [Online]. Available: <http://www.ejbloom.com>
 - [75] L. Dixon, Closing the Loop-Appendix C, ser. SEM-400. Unitrode Seminar book, 1985.
 - [76] R. Severns and G. Bloom, Modern DC-to-DC Switch-Mode Power Converter Circuits. New York: Van Nostrand Reinhold Co., 1985.
 - [77] R. Erickson, Fundamentals of Power Electronics. KluwerAcademic Publishers, 1997, ISBN 0-412-08541-0.
 - [78] M. Nave, Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies. New York: Van Nostrand Reinhold, 1991.
 - [79] R. Middlebrook and , Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulator. Pasadena, CA: TeslaCo, 1983, p91.
 - [80] N. Sokal, “System oscillations caused by negative input resistance at the power input part of a switching mode regulator, amplifier, DC/DC converter, or DC/AC inverter,” IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 138-140, 1973.
 - [81] M. Schlecht, Input system instability, SynQor, 2000, application note PQ-00-05-1. [Online]. Available: <http://www.synqor.com/datasheetlocator>
 - [82] R. Erickson, “Optimal single resistor damping of input filters,” IEEE Applied Power Electronics Conference, 1999.
 - [83] A. Pressman, Switching Power Supply Design. New York: McGraw-Hill, 1991, 427-470.
 - [84] MathWorks, Getting Started with MATLAB, The MathWorks, Inc., Natick, MA, 2000.
 - [85] Schematica, Filter Wiz, <http://www.schematica.com>.

- [86] Y. Duan and H. Jin, "Digital controller design for switchmode power converters," in Proceedings of the 14th Annual Applied Power Electronics Conference, Dallas, U. S. A. , 1999, pp. 967 963.
- [87] M. M. Peretz and S. Ben-Yaakov, "Investigation of time domain design of digital controllers for PWM converters," in Proceeding of the 24th Convention of Electrical and Electronics Engineers, Israel, 2006, pp. 300 304.
- [88] L. C. Phillips and H. T. Nagle, Digital Control System Analysis and Design. New Jersey: Prentice Hall, 1995.
- [89] G. F. Franklin and J. D. Powell, Feedback Control of Dynamic Systems. Boston, MA: Addison-Wesley Publishing Company, 1993.
- [90] R. Miftakhutdinov, "Optimal design of interleaved synchronous buck converter at high slew-rate load current transients," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1714 1718, Jun 2001.
- [91] "International technology roadmap for semiconductors," 1999. [Online]. Available: <http://public.itrs.net/>
- [92] F. Robinson, "The interleaved operation of power amplifiers," in IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conference. Bath, England: University of Bath, 1998, pp. 606 609.
- [93] C. Chang and M. Knights, "Interleaving technique in distributed power conversion systems," IEEE Trans. Circuits Syst. I: Fundamental Theory and Applications, vol. 42, no. 5, pp. 245 251, May 1995.
- [94] B. Miwa, "Interleaved conversion techniques for high density power supplies," Ph. D. dissertation, Massachusetts Institute of Technology, Department of Electrical Engineering and Computer Science, Jun 1992.
- [95] B. Miwa, D. Otten, and M. Schlecht, "High efficiency power factor correction using interleaving techniques," in IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 92, Feb 1992, pp. 557 568.
- [96] R. Giral, L. Mart nez-Salamero, and S. Singer, "Interleaved converters operation based on CMC," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 4, pp. 643 652, Jul 1992.
- [97] K. Kuwabara and E. Miyachika, "Switched-capacitor DC-DC converters," in Telecommunications Energy Conference INTELEC 88, 1988, pp. 213 218.
- [98] S. Cheong, S. Chung, and A. Ioinovich, "Development of power electronic converters based on switched-capacitor circuits," in Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS 92, 1992, pp. 1907 1910.

- [99] K. Ngo and R. Webster, "Steady-state analysis and design of a switched-capacitor DC-DC converter," in Record of the 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 92, 1992, pp. 378 385.
- [100] H. Chung, S. Hui, S. Tang, and A. Wu, "On the use of current control scheme for switched-capacitor DC-DC converters," IEEE Trans. Industrial Electron., vol. 47, no. 2, pp. 238 244, 2000.
- [101] H. Chung and Y. Mok, "Inductorless DC-DC boost converter using switched-capacitor circuit," in IEEE International symposium of circuits and systems, 1997, pp. 925 928.
- [102] H. Chung and W. Chow, "Development of a switched-capacitor-based DC-DC converter with bi-directional power flow," IEEE Trans. Circuits Syst. I: Fundamental Theory and Applications, vol. 47, no. 9, pp. 1383 1389, 2000.
- [103] F. Luo, H. Muhammad, and M. Rashid, "Switched capacitor four-quadrant DC/DC Luo-converter," in Record of the IEEE Thirty-Fourth IAS Annual Meeting Conference on Industry Applications, 1999, pp. 1653 1660.
- [104] K. Cheng, "New generation of switched capacitor converters," in Record of the 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 98, 1998, pp. 1529 1535.
- [105] C. Tse, S. Wong, and M. Chow, "On lossless switched-capacitor power converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, no. 3, pp. 286 291, 1995.
- [106] L. W. Nagel and D. Pederson, "SPICE (simulation program with integrated circuit emphasis)," EECS Department, University of California, Berkeley, Tech. Rep. UCB/ERL M382, Apr 1973. [Online]. Available: <http://www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/1973/22871.html>
- [107] UC Berkeley, SPICE Version 2G User's Guide, Aug 1981.
- [108] Cadence, PSPICE User's Guide, Orcad Personal Productivity Solutions, Lite Edition, 2nd ed., Cadence Design Systems, Inc., May 2000.
- [109] M. Rashid, Microelectronics circuits: Analysis and design. Boston: PWS Publishing, 1999.
- [110] T. Kukal and S. Sharma, Convergence Guide, Cadence Design Systems, Inc., Jul 2003.
- [111] T. Quarles, Analysis of Performance and Convergence Issues for Circuit Simulation, U. C. Berkeley, Apr 1989, eRL Memo M89/42.
- [112] MathWorks, Learning Simulink, The MathWorks, Inc., Natick, MA, 2000.
- [113] Standard 519-1992: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmon-

- ic Control in Electrical Power Systems, IEEE Std. , 1992.
- [114] EN 61000-3-2 Consolidated Edition. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq$ 16A per phase), IEC Std. , 2001.
 - [115] O. García, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou, and J. Uceda, "Single phase power factor correction: A survey," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 749 - 755, May 2003.
 - [116] J. P. Noon, "Designing high-power factor off-line power supplies," Unitrode Seminar Sections, 2003, slup203.
 - [117] H. Wei and I. Batarseh, "Comparison of basic converter topologies for power factor correction," in Proceedings. IEEE Southeastcon APOS 98, Orlando, FL, U. S. A. , Apr 1998, pp. 348 353.
 - [118] C. Qiao and K. M. Smedley, "A topology survey of single-stage power factor correction with a boost type input-current-shaper," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 3, pp. 360 368, May 2001.
 - [119] C. K. Tse, "Circuit theory of power factor correction in switching converters," International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 31, pp. 157 198, 2003.
 - [120] L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Control techniques for power factor correction converters," in Proc. of Power Electronics, Motion Control (PEMC), Sep 1994, pp. 1310 1318.
 - [121] J. S. Lai and D. Chen, "Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode," in APEC 93, 1993, pp. 267 273.
 - [122] M. J. Kocher and R. L. Steigerwald, "An AC-to-DC converter with high quality input waveforms," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 1A-19, no. 4, pp. 586 599, Jul/Aug 1983.
 - [123] J. L. Cascio and M. Nalbant, "Active power factor correction using a flyback topology," in PCIM, 1990, pp. 10 17.
 - [124] R. Erickson, M. Madigan, and S. Singer, "Design of a simple high-power factor rectifier based on the flyback converter," in APEC 90, 1990, pp. 792 801.
 - [125] K. H. Liu and Y. L. Lin, "Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters," in PESC 89, 1989, pp. 825 829.
 - [126] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, F. S. dos Reis, and J. Uceda, "Design crite-

- ria for sepic and S. Čuk converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode,” in IECON 92, 1992, pp. 283 288.
- [127] M. Brkovic and S. S. Čuk, “Input current shaper using S. Čuk converter,” in INTELEC 92, 1992, pp. 532 539.
- [128] G. Spiazzi and L. Rossetto, “High-quality rectifier based on coupled inductor sepic topology,” in PESC 94, 1994, pp. 336 341.
- [129] LT1777 data sheet, Linear Technology. [Online]. Available: <http://www.linear.com/>.
- [130] AnalogicTech, AAT2120, Advanced Analogic Technologies, Inc., 2008. [Online]. Available: <http://www.analogictech.com/>
- [131] Solar energy technologies program, US Department of Energy, [online] Available: http://www1.eere.energy.gov/solar/photoelectric_effect.html, (accessed 26 Mar 2010).
- [132] C. Honsberg and S. Bowden, Photovoltaics CDROM, Solar Power Labs at ASU, <http://pv.asu.edu/>. [Online]. Available: <http://pvedrom.pveducation.org>
- [133] D. Casadei, G. Grandi, and C. Rossi, “Single-phase single-stage photovoltaic generation system based on a ripple correlation control maximum power point tracking,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 2, pp. 562 568, Jun 2006.
- [134] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, “Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 963 973, Jul 2005.
- [135] T. Esmar and P. Chapman, “Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques,” IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 22, no. 2, pp. 439 449, Jun 2007.
- [136] J. Park, J. Ahn, B. Cho, and G. Yu, “Dual-module-based maximum power point tracking control of photovoltaic systems,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 4, pp. 1036 1047, Jun 2006.
- [137] C. Yang and K. Smedley, “A cost-effective single-stage inverter with maximum power point tracking,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 5, pp. 1289 1294, Sep 2004.
- [138] M. Masoum, H. Dehbonei, and E. Fuchs, “Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power-point tracking,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 17, no. 4, pp. 514

- 522, Dec 2002.
- [139] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, and N. Voulgaris, "Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 1, pp. 46 54, Jan 2001.
 - [140] K. Yeong-Chau, L. Tsorng-Juu, and C. Jiann-Fuh, "Novel maximum power-point-tracking controller for photovoltaic energy conversion system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 3, pp. 594 601, Jun 2001.
 - [141] T. Noguchi, S. Togashi, and R. Nakamoto, "Short-current pulse-based maximum-power-point tracking method for multiple photovoltaic-and-converter module system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 217 223, Feb 2002.
 - [142] IEEE Std 929-2000: IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems, IEEE Std. , 2000.
 - [143] IEEE Std 1547: IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power, IEEE Std. , 2003.
 - [144] E. S. Hoff and L. E. Norum, "Islanding for distributed generation," in 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics IECON 06, Nov 2006, pp. 5143 5148.
 - [145] A. Woyte, R. Belmans, and J. Nijs, "Islanding of grid-connected ac module inverters," in Twenty-Eighth IEEE, Photovoltaic Specialists Conference, Sep 2000, pp. 1683 1686.
 - [146] A. Kitamura, H. Matsuda, F. Yamamoto, and T. Matsuoka, "Islanding phenomenon of grid connected PV systems," in Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference, Sep 2000, pp. 1591 1594.
 - [147] Fuel Cells 2000, "Fuel cell basics," 2010, fuel Cells 2000 [online] Available: <http://www.fuelcells.org/basics/how.html> (accessed 26 Mar 2010).
 - [148] Smithsonian National Museum of American History, "Fuel cells," 2010, [online] Available: <http://americanhistory.si.edu/fuelcells/index.htm> (accessed 26 Mar 2010).
 - [149] National Energy Technology Laboratory, Fuel Cell Handbook, 5th ed. Morgantown, West Virginia: EG&G Services Parsons, Inc. Science Applications International Corporation, 2000.
 - [150] V. Boscaino, G. Capponi, P. Livreri, and F. Marino, "Fuel cell modeling for power supply systems design," in Control and Modeling for Power Electronics, 2008. COMPEL 2008. 11th Workshop on, Aug 2008, pp. 1 4.

- [151] B. Ozpineci, L. M. Tolbert, G. -J. Su, and Z. Du, "Optimum fuel cell utilization with multilevel DC-DC converters," in IEEE Applied Power Electronics Conference APEC 2004, Feb 2004, pp. 1572 1576.
- [152] C. Ramos, A. Romero, R. Giral, and L. Martinez-Salamero, "Maximum power point tracking strategy for fuel cell power systems," in Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on, Jun 2007, pp. 2613 2618.
- [153] Department of Energy, "Energy savings potential of solid-state lighting in general illumination applications," 2010, [online] Available: http://apps1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/backgrounder_energy-savings-forecast.pdf (accessed 26 Mar 2010).
- [154] K. Pohlmann, "Infinity DPA-275 150-W class-D amplifier," Car Stereo Review, vol. 6, p. 65, 1993.
- [155] Texas Instruments, TL594 data sheets, Texas Instruments Incorporated, Apr 1988, SLVS052F, revised Nov 2003.
- [156] TOPSwitch-FX Family Design Flexible, EcoSmart Integrated Off-line Switcher, Engineering Note TOP232-234, Power Integrations, Inc., 2001. [Online]. Available: <http://www.powerint.com/>
- [157] TinySwitch-II family data sheets, TNY264/266-268, Power Integrations, Inc., Apr 2003. [Online]. Available: <http://www.powerint.com/>
- [158] International Rectifier Application Notes, AN-978A, International Rectifier, El Segundo, CA, 1990.

编著图书推荐表

姓名		出生年月		职称/职务		专业	
单位				E-mail			
通讯地址						邮政编码	
联系电话			研究方向及教学科目				
个人简历（毕业院校、专业、从事过的以及正在从事的项目、发表过的论文）							
您近期的写作计划有：							
您推荐的国外原版图书有：							
您认为目前市场上最缺乏的图书及类型有：							

地址：北京市西城区百万庄大街22号 机械工业出版社 电工电子分社

邮编：100037 网址：www.cmpbook.com

联系人：张俊红 电话：13520543780/010-88379768 010-68326336（传真）

E-mail：buptzjh@163.com（可来信索取本表电子版）

关于本书

《开关功率变换器》原书第3版与其畅销的前两版一样,提供给读者可信、易于理解以及广泛的信息,并对书中内容进行了全面的扩展与更新,加入了一些新的素材以及一个新的章节——新兴的开关变换器应用。与前两版类似,本书也可以作为基础或高级课程的教科书。

第1章首先介绍了开关变换器和基本的开关变换器拓扑。后面的章节陆续讨论了谐振变换器、隔离型变换器以及开关变换器的控制策略。第10章和第11章主要介绍了交错并联变换器和开关电容变换器,至此本书已完整地介绍了开关变换器的拓扑。

其他章节的内容包括开关变换器的连续时域模型和离散时域模型,以及开关变换器的模拟控制和数字控制。更深入的内容包括开关变换器的仿真工具(包括PSpice和MATLAB),以及理解各种实际和新兴的开关变换器应用所需的基本概念,例如功率因数校正、LED驱动、低噪声变换器以及太阳能和燃料电池的开关变换器拓扑。

本书最后一章介绍了一些完整的设计实例,其中包括了实验设计,可以用来当作技术参考或课堂实验案例。补充的信息可以在crcpress.com上查询,包括幻灯片、PSpice实例(可在OrCAD9.2学生版或PSIM软件上运行)和MATLAB源文件。

本书延续了前两版的传统,提供了有关开关功率变换器所有方面基础和高级信息,可使学生得到坚实基础和适用知识,以便在这个蓬勃发展的领域中不断进步。

电话服务
社服务中心: 010-88361066
销售一部: 010-68326294
销售二部: 010-88379649
读者购书热线: 010-88379203
网络服务
教材网: <http://www.cmpedu.com>
机工官网: <http://www.cmpbook.com>
机工微博: <http://weibo.com/cmp1952>
封面防伪标均为盗版

为中华崛起传播智慧

地址:北京市百万庄大街22号

邮政编码:100037

策划编辑◎牛新国

国际电气工程先进技术译丛 传播国际最新技术成果 搭建电气工程技术平台

《开关功率变换器——开关电源的原理、仿真和设计》(原书第3版)
《过程分析技术——针对化学和制药工业的光谱方法和实施策略》(原书第2版)
《锂二次电池原理与应用》
《风力发电并网运行的无功管理》
《超大规模集成电路物理设计:从图分割到时序收敛》
《海上风电成本建模:安装与拆除》
《智能电网——设计与分析基础》
《功率理论与电能质量治理》
《混合动力电动汽车原理及应用前景》
《智能电网中的传导电磁干扰》
《风能转换技术进展》
《电机传动系统控制》
《储氢材料:储存性能表征》
《风力机技术》
《小型风力机:分析、设计与应用》
《通信系统高电压保护》
《磁性测量手册》
《ESD设计与综合》
《太阳能利用技术及工程应用》
《超级电容器的应用》
《小型风力机:分析、设计与应用》
《太阳电池、LED和二极管的原理:PN结的作用》
《风力发电系统——技术与趋势》
《可持续电力系统的建模与控制:面向更为智能和绿色的电网》
《电力系统高级预测技术和发电优化调度》
《大规模储能技术》
《风电系统电能质量和稳定性对策》
《环境能源发电:太阳能、风能和海洋能》
《传热学:电力电子器件热管理》
《现代电力电子学与交流传动》
《功率半导体器件:原理、特性和可靠性》
《风能系统——实现安全可靠运行的优化设计与建设》
《储能技术》
《光伏系统工程》(原书第3版)
《光伏与风力发电系统并网变换器》
《车辆能量管理:建模、控制与优化》
《纯电动及混合动力汽车设计基础》(原书第2版)
《电动汽车技术、政策与市场》
《永磁无刷电机及其驱动技术》
《先进电气驱动的分析、建模与控制》
《智能电网可再生能源系统设计》
《风力发电工程指南》
《用于制造固体氧化物燃料电池的钙钛矿型氧化物》
《太阳能物理》
《柔性交流输电系统在电网中的建模与仿真》
《风电并网:联网与系统运行》
《可再生能源的转换、传输和储存》
《海底电力电缆——设计、安装、修复和环境影响》

